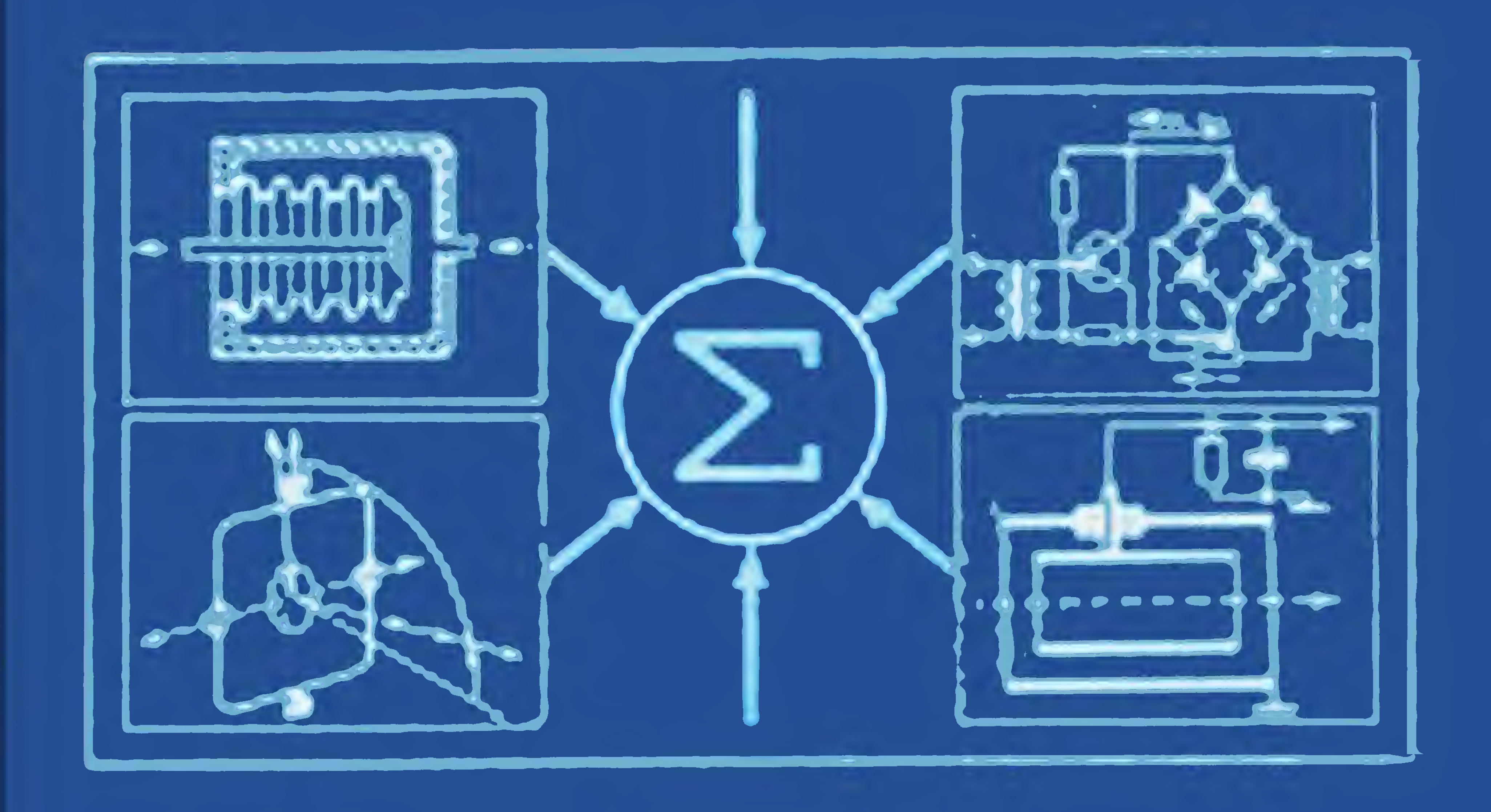


УСТРОЙСТВА
И ЭЛЕМЕНТЫ
САР
И САУ

КНИГА 1

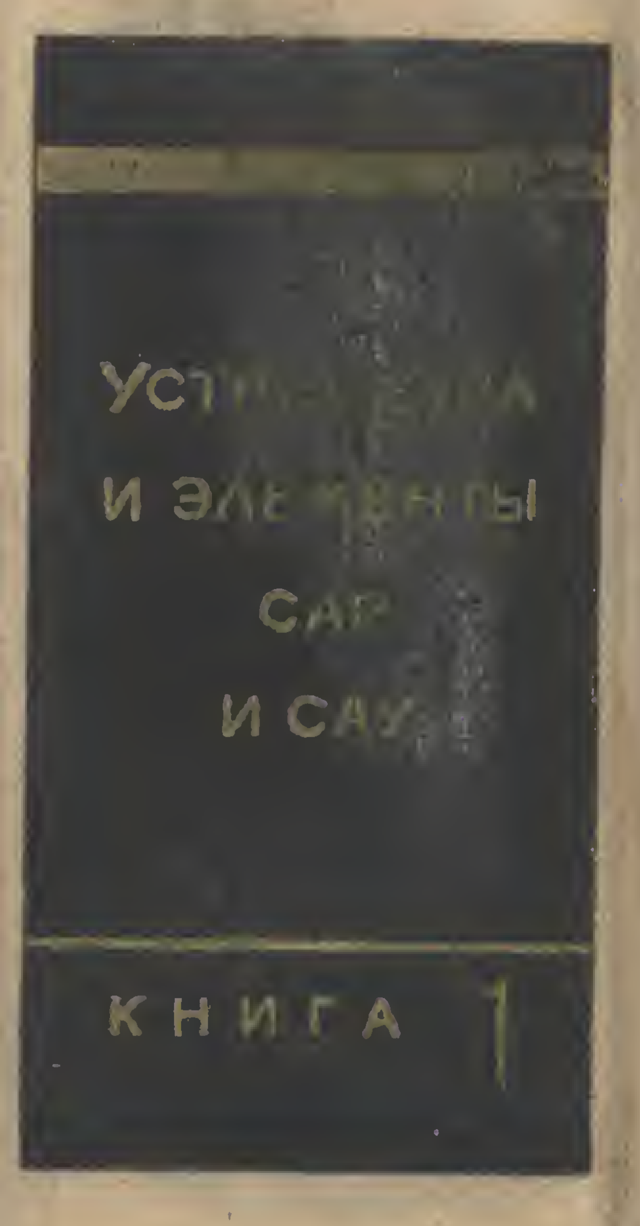
ТЕХНИЧЕСКАЯ КИБЕРНЕТИКА



УСТРОЙСТВА И ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ И УПРАВЛЕНИЯ

КНИГА 1

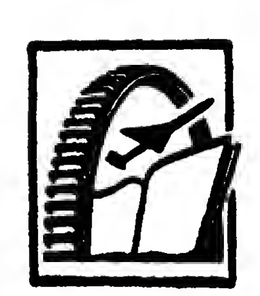




ТЕХНИЧЕСКАЯ



КИБЕРНЕТИКА



ТЕХНИЧЕСКАЯ КИБЕРНЕТИКА

СЕРИЯ ИНЖЕНЕРНЫХ МОНОГРАФИЙ

Под редакцией
доктора технических наук
профессора
В. В. СОЛОДОВНИКОВА

УСТРОЙСТВА И ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ И УПРАВЛЕНИЯ

КНИГА 1

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА, ПРЕОБРАЗУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ И УСТРОЙСТВА

• МОСКВА • «МАШИНОСТРОЕНИЕ» 1973

У 82
УДК 621.3.078 : 621.3.08

Устройства и элементы систем автоматического регулирования и управления. Техническая кибернетика. Книга 1. Измерительные устройства, преобразующие элементы и устройства. Колл. авторов. Под. ред. засл. деятеля науки и техники РСФСР, д-ра техн. наук проф. В. В. Солодовникова. М., изд-во «Машиностроение», 1973, 671 с.

Настоящая книга является первой из трех книг коллективного труда, посвященного техническим средствам автоматики — устройствам и элементам систем автоматического регулирования и управления.

Книга включает два раздела. В разделе I изложены основные понятия и определения теории измерительных устройств САР и САУ. Рассмотрены принципы работы, конструктивные особенности, статические, динамические и точностные характеристики разнообразных измерительных устройств. В разделе II описаны основные типы преобразующих устройств, входящих как в состав измерительных устройств систем автоматики, так и используемых в качестве самостоятельных элементов в разнообразных технических устройствах.

Книга содержит сведения, необходимые для выбора, расчета элементов и устройств и динамической компоновки их с другими устройствами, входящими в систему. Табл. 27. Ил. 466. Список лит. 604 назв.

АВТОРЫ КНИГИ

Л. Е. АНДРЕЕВА, канд. техн. наук (гл. XV, § 2); Е. В. АРМЕНСКИЙ, д-р техн. наук, проф. (гл. III, §§ 1, 2; гл. IV); А. А. АХМЕТЖАНОВ, д-р техн. наук, проф. (гл. XVI, §§ 6, 7); Л. В. БЕРЕЗИН, канд. техн. наук (гл. XIV, § 3); Д. А. БРАСЛАВСКИЙ, д-р техн. наук, проф. (гл. VII, §§ 4—7; гл. XVI, § 2); Б. Х. ГАЛИМОВ, инж. (гл. X, §§ 1—3); Т. А. ГЕВОНДЯН, д-р техн. наук, проф. (гл. XV, § 1); Е. Д. ГУСЕВ, канд. техн. наук (гл. XV, § 1); Г. П. КАТЫС, д-р техн. наук, проф. (гл. III, § 3; гл. V; гл. VI; гл. XVI, § 10); С. А. КОГАН, инж. (гл. X, §§ 4—6); И. М. КРАССОВ, д-р техн. наук, проф. (гл. XIV, § 4); Л. П. ЛАЗАРЕВ, д-р техн. наук, проф. (гл. IX, §§ 1—3); Е. С. ЛОБУСОВ, канд. техн. наук (гл. XIII); Ю. Н. НИКОЛАЕВ, канд. техн. наук (гл. IX, § 3); Д. С. ПЕЛЬПОР, д-р техн. наук, проф. (гл. VIII); Е. Р. РАХТЕЕНКО, канд. техн. наук (гл. VIII); Е. М. РЕШЕТНИКОВ, канд. техн. наук (гл. XIV, § 2); А. В. РИМСКИЙ-КОРСАКОВ, д-р физ.-мат. наук, проф. (гл. XII); Ю. Е. РУЗСКИЙ, д-р техн. наук, проф. (гл. I, §§ 1, 2, 5—7; гл. III, § 3; гл. VII, §§ 1—3); В. М. РЫБИН, канд. техн. наук (гл. IV); В. А. СОКОЛОВ, инж. (гл. XVI, § 5); В. В. СОЛОДОВНИКОВ, засл. деят. науки и техники РСФСР, д-р техн. наук, проф. (предисловие; введение; гл. I, §§ 3,4); О. Ф. ТИЩЕНКО, д-р техн. наук, проф. (гл. XVI, §§ 1, 3, 7, 8, 9); М. А. ТОЛКАЧЕВ, инж. (гл. XI); В. К. ТИТОВ, д-р техн. наук, проф. (гл. XVI, § 4); А. П. УСАЧЕВ, канд. техн. наук (гл. II); Г. М. УЛАНОВ, д-р техн. наук, проф. (гл. XV, § 3); А. Е. ХАРЫБИН, канд. техн. наук (гл. XIV, § 1); А. В. ШАРОНОВ, канд. техн. наук (гл. II); А. П. ШОРЫГИН, д-р техн. наук, проф. (гл. XII).

У $\frac{3314\text{-}603}{038(01)\text{-}73}$ БЗ-8-20-73

ОГЛАВЛЕНИЕ

Раздел II

ПРЕОБРАЗУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ И УСТРОЙСТВА

ПРЕДИСЛОВИЕ

Одной из характерных черт научно-технической революции является дальнейшее совершенствование средств и систем комплексной автоматизации различных процессов. Разработка и проектирование современных технических средств автоматики — элементов и систем — базируется на достижениях в различных областях науки и техники, в том числе в области автоматического регулирования и управления.

Ранее вышедшие книги [1] серии инженерных монографий, посвященных технической кибернетике, содержали полное изложение теории автоматического регулирования.

Предлагаемый вниманию читателя труд «Устройства и элементы систем автоматического регулирования и управления», в известной мере базирующийся на содержании работы [2], опубликованной ранее, состоит из трех книг. Труд содержит сведения о типовых устройствах и элементах систем управления и прежде всего автоматических регуляторов и следящих систем, рассматриваемых как функциональные звенья систем управления. Такого рода сведения необходимы для выбора и разработки типовых устройств автоматики на этапе проектирования системы управления.

В отличие от классификаций, принятых в других работах по устройствам и элементам автоматики, в основу классификации всех технических средств, входящих в состав автоматических управляющих систем, нами предлагается информационный принцип [3]. Это позволяет более точно показать отличие, взаимную связь и особенности применения всего многообразия технических средств автоматики.

Данная книга является первой из трех книг, в которых в соответствии с информационным подходом рассматриваются следующие группы элементов и устройств автоматики: измерительные, преобразующие, усилительные, корректирующие и исполнительные.

---

[1] **Техническая** кибернетика. Теория автоматического регулирования. Книги 1—3. Под ред. В. В. Солодовникова. М., изд-во «Машиностроение», книги 1, 2 — 1967, книга 3: ч. I — 1968, ч. II — 1969.

[2] **Основы** автоматического регулирования. Элементы систем автоматического регулирования. Ч. 1 и 2. Под ред. В. В. Солодовникова. М., Машгиз, 1959.

[3] **Солодовников В. В.** Некоторые научные проблемы комплексной автоматизации производства. — «Вестник АН СССР», 1959, № 8.

Настоящая книга содержит два раздела: первый раздел посвящен измерительным устройствам, второй — преобразующим элементам и устройствам.

Во второй книге представлены усилительные и корректирующие устройства. Наконец, в третьей книге рассматриваются исполнительные устройства и сервомеханизмы.

Разнообразные технические средства автоматики — элементы и устройства — в данном труде рассматриваются не изолированно друг от друга, а как составные части САР или САУ, входящие в замкнутый контур. Поэтому сложные измерительные средства (радиолокационные, оптико-электронные, электроакустические и др.), которые ранее были классифицированы как системы [1], в данном труде называются устройствами.

При подборе и изложении материала существенное внимание уделено динамическим характеристикам устройств и их связи с конструктивными и физическими параметрами. Именно в таком подходе заинтересованы специалисты по регулированию и управлению, задача которых обычно состоит в выборе, расчете и конструировании типовых устройств. При этом составленная из них САР или САУ в целом должна удовлетворять заданным техническим требованиям.

Вопросы статики и статической точности, чувствительность, энергетические характеристики, реализация оптимальных частотных характеристик, унификация элементов и устройств также нашли отражение в соответствующих разделах данного труда.

Общие теоретические основы решения многих конкретных задач, связанных с выбором или проектированием типовых элементов и устройств, читатель может найти в предыдущих книгах серии инженерных монографий, а некоторые специальные сведения — в работах, приведенных в библиографии [2].

Применение основного принципа управления — принципа отрицательной обратной связи — рассматривается в труде с двух позиций.

Во-первых, при изложении физических особенностей функционирования элементов и устройств предполагается, что их математические модели имеют внутренние, или естественные, обратные связи. Такой подход используется в тех случаях, когда необходим глубокий анализ свойств и динамических особенностей различных устройств, например с учетом действия нагрузки.

Во-вторых, показано, что требуемые технические характеристики элементов и устройств часто достигаются посредством введения специальных звеньев отрицательной обратной связи, охватывающих соответствующие элементы.

Наряду с традиционными разделами, труд содержит главы, в которых рассматриваются новейшие и перспективные устройства

---

[1] См. сноску 3 на стр. 8.

[2] См. библиографию по разделам, помещенную в конце книги «Устройства и элементы систем автоматического регулирования и управления».

и элементы САР и САУ. Так, например, в настоящую книгу включен материал об устройствах для измерения параметров излучения; лазерных и электроакустических измерительных устройствах; струнных и прецизионных индукционных преобразующих элементах.

Во второй книге соответствующие главы посвящены тиристорным, магнитно-транзисторным, квантовым усилителям, а также нелинейным логическим и активным корректирующим элементам.

Третья книга содержит также ряд новых глав: исполнительные устройства с частотным и частотно-токовым управлением; приводы с шаговыми двигателями; пневматический привод с многоступенчатым термодинамическим процессом; магнитные исполнительные элементы; линейные сервомеханизмы; энергетический расчет и эквивалентность сервомеханизмов.

Труд подготовлен коллективом авторов, которые в большинстве своем имеют оригинальные работы по рассматриваемым вопросам. В книгах помещен также справочный материал в виде соответствующих таблиц, номограмм, расчетных схем и т. д.

В заключение считаю своим долгом от имени авторского коллектива выразить искреннюю благодарность доц. канд. техн. наук А. В. Яковлеву и инж. В. В. Фаронову за оказанную помощь в подготовке книги к изданию.

В. СОЛОДОВНИКОВ

ВВЕДЕНИЕ

Задача разработки систем автоматического регулирования и систем управления состоит в том, чтобы, располагая некоторыми априорными сведениями об объекте и заданными требованиями к свойствам всей системы в целом (точности, надежности, коэффициенту усиления по мощности и т. д.), выбрать технические средства (а в случае необходимости сформулировать технические условия на разработку новых средств автоматики) и составить схему системы, обеспечивающую реализацию этих требований. Поэтому при выборе устройств, образующих систему управления, последние должны рассматриваться во взаимодействии друг с другом, а вся система в целом — обладать заданными свойствами.

Так как проектирование систем управления требует выбора технических средств прежде всего из уже имеющихся в наличии, то специалист, разрабатывающий такие системы, должен располагать достаточно полными сведениями об элементах и устройствах, из которых они могут быть синтезированы.

Изложению этих сведений и посвящен настоящий труд. В состав управляющих систем входят различные технические средства, которые можно подразделить на следующие четыре основных класса:

для восприятия и первичного преобразования информации;
для передачи и представления информации;
для переработки информации;
для получения управляющих воздействий.

К средствам, предназначенным для получения, сбора и преобразования первичной информации о внешних и внутренних условиях работы управляемых объектов (переменные $\vec{f}(t)$ и $\vec{x}(t)$ на рис. 1), относятся измерительные устройства, чувствительные элементы, датчики, преобразователи, анализаторы, вычислительные устройства для первичной переработки информации.

К средствам для передачи и представления информации в форме, удобной для управления, относятся передатчики, каналы связи, кодирующие и декодирующие устройства, преобразователи информации, приемники и т. д.

Совокупность средств, предназначенная для восприятия, передачи и представления информации, называется информационной подсистемой (рис. 1).

Основная функция средств переработки информации состоит в выработке решений, необходимых для достижения цели управления на основе имеющейся в распоряжении информации. Эти решения могут реализоваться в форме управляющих или задающих сигналов.

К техническим средствам для переработки информации относятся вычислительные машины и устройства. Совокупность средств, предназначенная для переработки информации, называется логико-вычислительной подсистемой.

Средства для формирования управляющих воздействий осуществляют непосредственное управление объектами в соответствии с целью управления. Они образуют исполнительную подсистему.

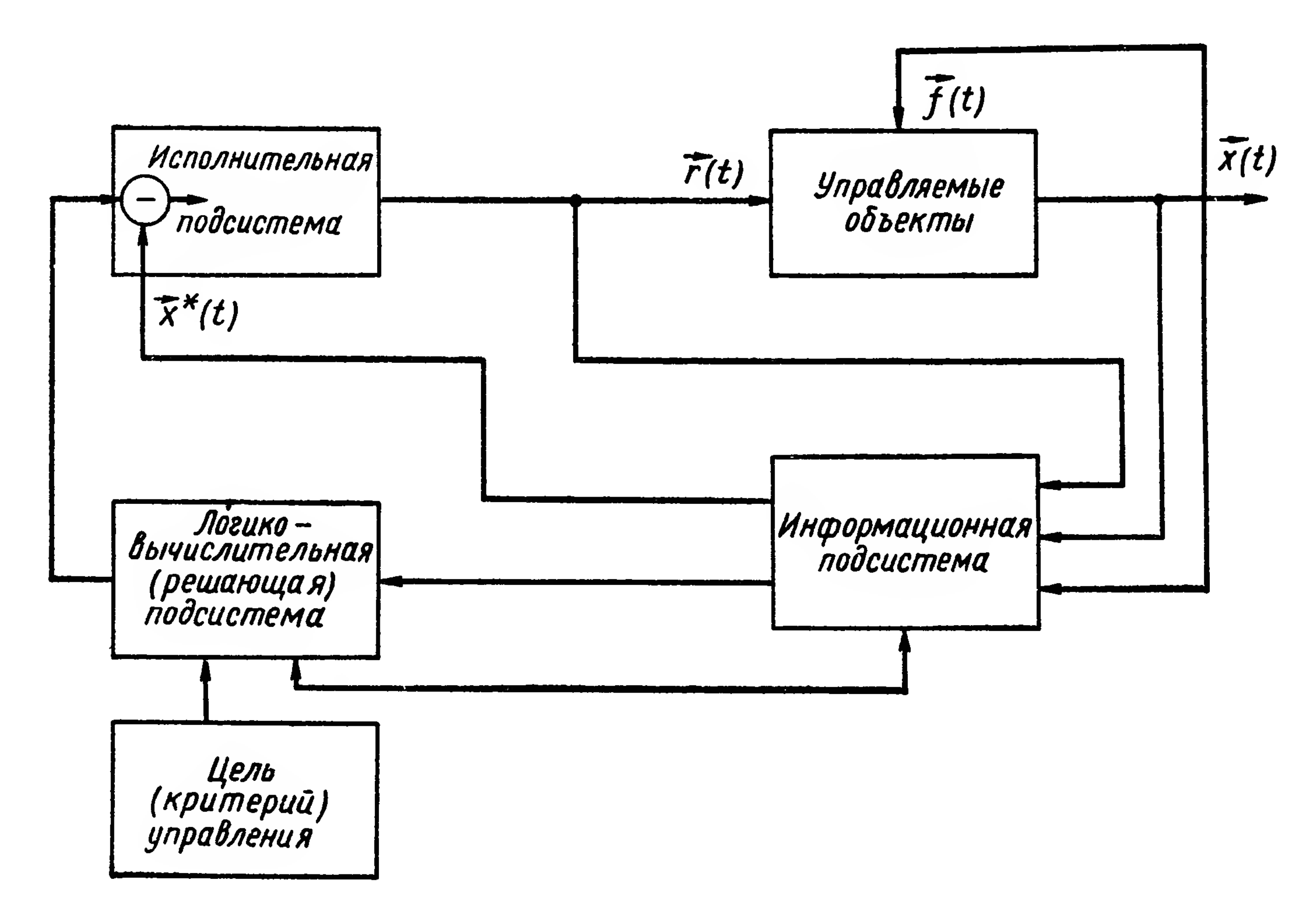


Рис. 1. Обобщенная схема системы управления

Техническими средствами для использования информации обычно являются сервомеханизмы автоматических регуляторов и следящих систем.

Итак, обобщенную схему системы управления можно рассматривать как состоящую из управляемых объектов и трех подсистем (рис. 1): информационной, логико-вычислительной, исполнительной.

Системы управления с большим числом взаимосвязанных объектов (или процессов) управления часто называют большими системами управления.

Информационные системы можно подразделить следующим образом:

1) измерительные информационные системы (ИИС), в которых восприятие и сбор информации (обычно в виде физических сигналов) производится чувствительными элементами — приборами;

2) автоматизированные информационные системы (АИС), в которых сбор и ввод информации (обычно в виде документов) осуществляется людьми — операторами.

Системы управления, в которых в процессе принятия оператором решений, обеспечивающих достижение цели управления, участвуют вычислительные машины, называются автоматизированными системами управления (АСУ).

Системы управления, в которых принятие решений осуществляется при помощи логико-вычислительных подсистем без участия оператора, называются системами автоматического управления (САУ).

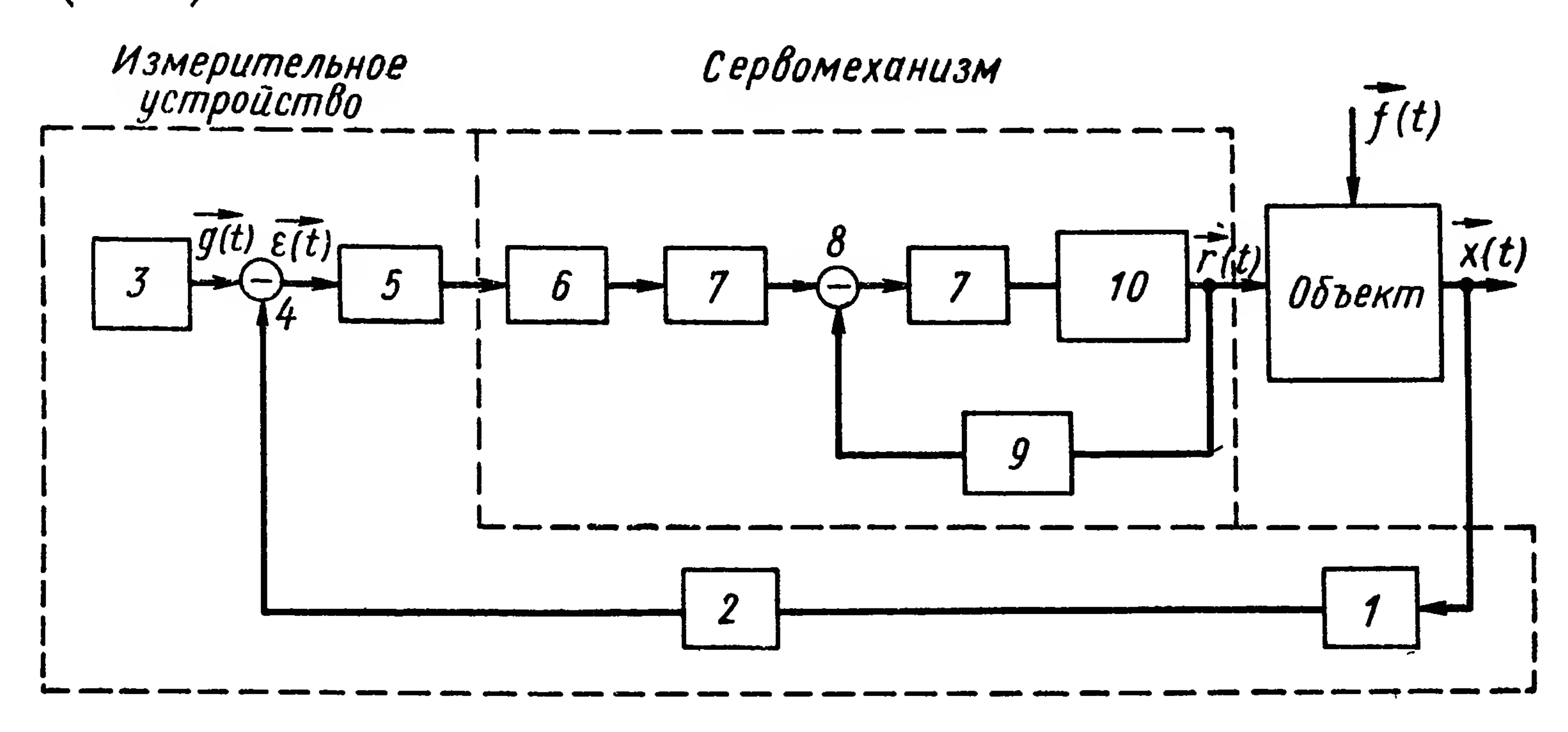


Рис. 2. Типовая функциональная схема САР

Системы управления, в которых в процессе их эксплуатации все информационные этапы управления, включая принятие решений или выработку управляющих воздействий, производятся без участия человека, выполняющего лишь вспомогательные функции наблюдения, — называются системами автоматического управления (САУ).

Из четырех перечисленных выше основных классов средств, образующих любую управляющую систему, в настоящем труде рассматриваются лишь те технические средства, которые служат для восприятия информации, формирования и усиления по мощности сигналов управления. Их роль можно пояснить, в частности, при рассмотрении типовой функциональной схемы системы автоматического регулирования, изображенной на рис. 2. Она состоит из устройств, которые по функциональному признаку, т. е. по их назначению, могут быть классифицированы следующим образом:

чувствительный элемент *1*, воспринимающий изменения регулируемой переменной $\vec{x}(t)$;

чувствительного элемента *2*, придающее сигналу на выходе измерительного устройства *1* форму, удобную для его сравнения с управляющим сигналом $\vec{g}(t)$;

задающее устройство *3*, преобразующее управляющий сигнал, выработанный человеком-оператором или вычислительной машиной, в форму, удобную для сравнения;

сравнивающее устройство *4*, формирующее на основании сравнения управляющего сигнала и сигнала измерительного устройства сигнал ошибки $\vec{\varepsilon}(t)$;

преобразующее устройство *5*, трансформирующее сигнал ошибки в форму, удобную для его последующего использования;

последовательное корректирующее устройство *6*, придающее системе требуемые динамические свойства;

усилительные устройства *7*;

вспомогательное сравнивающее устройство *8*, сравнивающее сигнал в промежуточной точке прямой цепи с сигналом местной обратной связи;

корректирующая обратная связь *9*, придающая системе требуемые динамические свойства;

исполнительное устройство *10*, вырабатывающее регулирующее воздействие $\vec{r}(t)$, прикладываемое к объекту регулирования.

Следует подчеркнуть, что на рис. 2 приведена лишь одна из возможных типовых схем соединения перечисленных выше устройств. Необходимо также отметить, что каждое из этих устройств может представлять собой сложную систему, состоящую, в свою очередь, из многих элементов.

РАЗДЕЛ I

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Измерительные устройства в системах управления служат для восприятия первичной информации о состоянии управляемого объекта и преобразовании ее в сигналы, удобные для их последующей переработки в сигналы управления.

В современных системах управления измерительные устройства часто представляют собой сложные системы, содержащие ряд преобразователей, усилителей, корректирующих цепей следящих систем и вычислительных устройств.

Основное требование, предъявляемое к измерительному устройству, состоит в том, чтобы он формировал полезный сигнал с минимальными искажениями.

Последние могут вызываться как динамическими и статическими свойствами измерительного устройства, так и влиянием на его работу помех и шумов.

Очень важной характеристикой измерительного устройства в системах управления является его точность, так как очевидно, что точность управления не может быть выше, чем точность измерения.

При выборе и разработке измерительных устройств для систем управления необходимо располагать сведениями о диапазоне измерений, разрешающей способности, точности, о статических и динамических характеристиках, помехоустойчивости и мощности, развиваемой на выходе измерительного устройства *.

Принцип классификации измерительных устройств, принятый в данном разделе, основан на природе измеряемой физической величины.

В гл. I настоящего раздела излагаются основные положения теории измерительных устройств.

Следующие шесть глав (гл. II—VII) посвящены измерительным устройствам, применяемым в основном в промышленных САР.

В последних пяти главах (гл. VIII—XII) этого раздела рассматриваются сложные измерительные устройства, применяемые большей частью в следящих системах и системах стабилизации и ориентации движущихся объектов.

---

* См библиографию к разделу, помещенную в конце книги (с. 657).

ГЛАВА I

ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕОРИИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ И УПРАВЛЕНИЯ

При решении различных задач, связанных с автоматическим регулированием или управлением некоторым объектом или процессом, возникает необходимость получения определенной информации как о параметрах объекта (регулируемых переменных), так и о возможных внешних воздействиях, оказывающих на него влияние. Для получения указанной информации служат различные измерительные устройства, в общем случае состоящие из чувствительных элементов, воспринимающих изменения параметров, по которым производится регулирование или управление процессом, а также дополнительных преобразователей, выполняющих нередко и функции усиления сигналов. Вместе с чувствительными элементами эти преобразователи предназначены для преобразования сигналов одной физической природы в другую, соответствующую виду энергии, используемой в системе регулирования или управления *.

1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

При изложении вопросов теории измерительных устройств и основ их проектирования, а также при описаниях типовых конструкций измеряемые параметры будут называться измеряемыми величинами, а выходные сигналы измерительных устройств — измерительными сигналами. В соответствии с этим допустима классификация измерительных устройств как по измеряемым величинам, так и по измерительным сигналам. В настоящей книге для измерительных устройств принята классификация по измеряемым величинам, а для их преобразователей, формирующих выходной сигнал — измерительный сигнал, классификация производится по видам процесса преобразования промежуточных величин в измерительный сигнал.

В табл. I.1 приведены наиболее распространенные измеряемые величины и соответствующие им измерительные сигналы.

* Здесь и далее в тексте основная литература приведена в конце глав, а библиография по разделам — в конце книги,

Таблица 1.1

Основные измеряемые величины и измерительные сигналы

Измеряемые величины	Измерительные сигналы							
	Сила	Механическое перемещение	Перемещение жидкости	Перемещение луча света, электронного луча	Давление	Напряжение или ток	Частота	Импульсный сигнал
Сила	—	+	+	+	+	+	—	—
Положение (перемещение)	+	+	+	+	+	+	+	+
Скорость	+	+	+	+	+	+	+	+
Ускорение	+	+	—	+	+	+	—	+
Масса	+	+	—	—	+	+	—	—
Момент	+	+	+	+	—	+	—	—
Давление	+	+	+	+	—	+	—	+
Уровень	+	+	+	+	+	+	+	+
Плотность	+	+	—	—	+	—	—	+
Вязкость	+	+	—	—	+	—	—	—
Влагосодержание	+	+	—	—	—	+	—	—
Температура	+	+	+	—	+	+	+	+
Расход	+	+	—	—	+	+	+	+
Химические величины (кислотность, щелочность)	—	—	—	—	—	+	—	—
Электрические величины:								
напряжение	+	+	—	+	—	—	+	+
ток	+	+	—	+	—	—	+	+
сопротивление	—	—	—	—	—	+	+	+
индуктивность	—	—	—	—	—	+	+	+
емкость	—	—	—	—	—	+	+	+
Ядерная радиация	—	—	—	—	—	+	+	+
Электромагнитное излучение	—	+	—	+	—	+	—	—
Интервал времени	—	+	—	—	—	+	—	+
Частота	—	+	—	—	—	+	—	+

Примечание: Знаком + обозначены применяемые виды измерительного сигнала.

Число типов этих сигналов ограничено. В целях унификации вводятся также определенные ограничения и на характеристики измерительных сигналов, например, по амплитуде. Все это способствует уменьшению числа применяемых в регуляторах и системах управления типов управляющих устройств, обеспечивая необходимую взаимозаменяемость. По своей структурной схеме все измерительные устройства, независимо от физической природы измеряемой величины, можно разделить на простые и сложные. К первым относятся все измерительные устройства, состоящие из одного первичного преобразователя. Ко вторым следует отнести измеритель-

ные устройства, в состав которых входит несколько преобразователей, иногда совершенно различных. В простых измерительных устройствах один и тот же преобразователь служит как для восприятия изменений измеряемой величины, так и для формирования измерительного сигнала. В сложных измерительных устройствах функции различных преобразователей разграничены. Как правило, один из них используется в качестве чувствительного элемента, обеспечивая тем самым восприятие измеряемой величины. Ряд других служит, в зависимости от полной функции преобразования, как для осуществления промежуточных преобразований, так и для формирования измерительного сигнала. Применяются также и

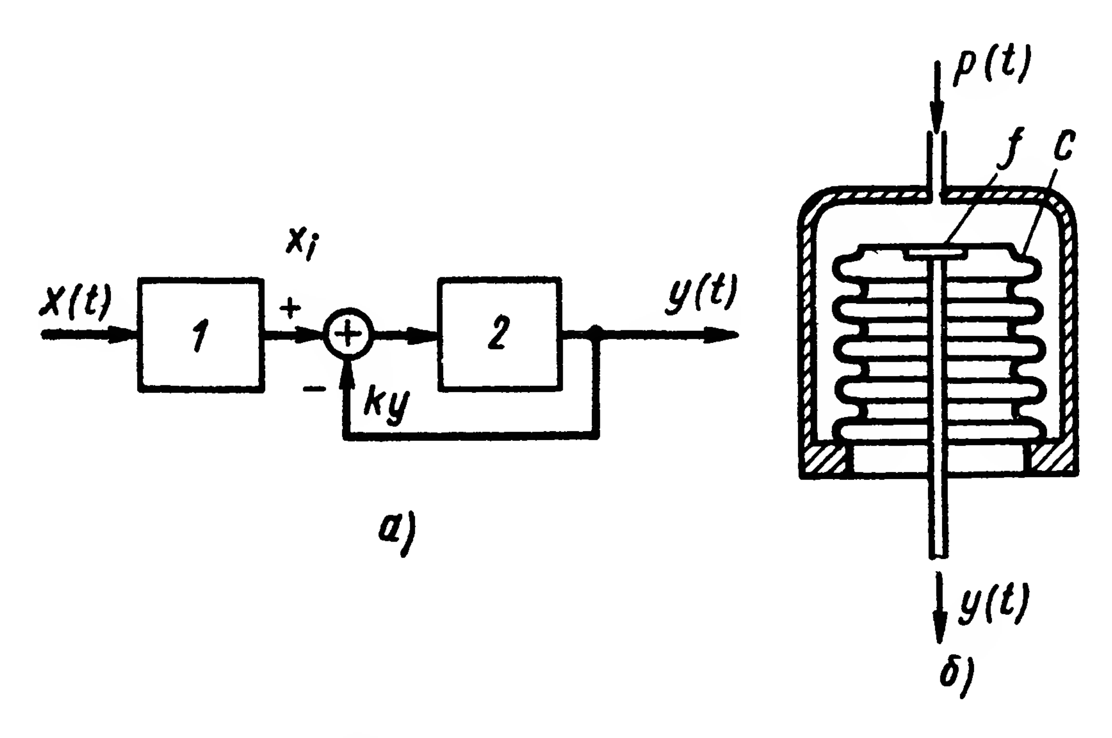


Рис. I.1. Схемы измерительных устройств:

а — структурная схема простого измерительного устройства. $x(t)$ — измеряемая величина, $y(t)$ — выходной сигнал, ky — внутренняя обратная связь, *1*,*2* — условные звенья внутреннего преобразования, *б* — схема измерительного устройства с упругим чувствительным элементом *С* — сильфон; *f* — эффективная площадь; $p(t)$ — измеряемое давление, $y(t)$ — выходной сигнал (перемещение)

комплексные измерительные устройства, состоящие из ряда различных измерительных устройств, объединяемых в единый комплекс. Комплексные измерительные устройства реализуют обычно методы косвенных измерений и используются при регулировании и управлении сложными объектами. В таких измерительных устройствах измерительный сигнал формируется на базе измерений нескольких величин, каждая из которых, рассматриваемая отдельно, не содержит необходимой для осуществления регулирования или управления информации.

На рис. I.1, *а* приведена структурная схема простого измерительного устройства с двухкаскадным внутренним преобразованием (звенья *1* и *2*). В таком устройстве изменение измеряемой величины x приводит к процессу ее преобразования в некоторый промежуточный внутренний параметр x_i, который затем, после сравнения с другим промежуточным внутренним параметром, ему противодействующим, преобразуется в измерительный сигнал $y(t)$. В зависимости от физических свойств преобразователя этим

внутренним параметром может быть та или иная физически определенная величина. Такой величиной, например, для упругих преобразователей будет внутреннее напряжение. На рис. I.1, *б* показано возможное осуществление этого принципа. Измеряемое давление $p(t)$, воздействующее на сильфон C, создает в материале последнего напряжение, под действием которого возникает упругая деформация, зависящая от координаты y_j рассматриваемой точки. Этой деформации соответствует некоторая сила $Q = -\text{grad}\, U(y)$, по смыслу соответствующая внутренней обратной связи. Потенциал $U(y)$ силы Q, пренебрегая членами высших порядков, можно представить в виде разложения

$$U = U_0 + \frac{1}{2}\sum_i \sum_k y_i y_k. \qquad (I.1)$$

При этих условиях, согласно известным положениям механики, для рассматриваемой схемы измерительного устройства можно записать обобщенное уравнение движения без учета сил трения в виде

$$m_i \ddot{y}_i = p(t) f_i - \sum A_{ik} y_k. \qquad (I.2)$$

Предполагая возможным разложение измеряемого давления как функции времени на периодические составляющие

$$p(t) = C_i e^{j\omega t} \qquad (I.3)$$

и полагая

$$y_i = \frac{a_i}{\sqrt{m_i}} e^{j\omega t}, \qquad (I.4)$$

получим систему неоднородных уравнений для определения a_k:

$$\sum_{k=1}^{n} \left[\frac{A_{ik}}{\sqrt{m_i m_k}} - \omega^2 \delta_{ik}\right] a_k = C_i / \sqrt{m_i}, \qquad (i = 1,\ 2,\ \ldots,\ n) \qquad (I.5)$$

где A_{ik} — алгебраическое дополнение элемента a_{ik}. Здесь δ_{ik} определяется соотношением $\delta_{ik} = \sum a_{ij} a_{ik}$. Очевидно, что n действительных собственных значений ω_i^2 системы уравнений (I.5) определяют собственные частоты ω_i и соответствующие амплитуды $a_i/\sqrt{m_i}$ колебаний с точностью до постоянных C_j. Иногда движение сложной системы можно свести к рассмотрению движения одной изображающей точки. Для данного случая уравнение (I.2) можно свести к виду

$$m\ddot{y} = p(t) f - ky, \qquad (I.6)$$

где m — масса чувствительного элемента;
f — эффективная площадь;
k — среднее значение коэффициента упругости.

Решение этого уравнения будет

$$y = bp(t) - b\int_0^t p'(t) \cos\sqrt{\frac{k}{m}}(t - \tau)\, d\tau, \quad b = f/k. \qquad (I.7)$$

Интегральный член в формуле (I.7) представляет собой динамическую погрешность измерительного устройства.

Простые измерительные устройства, подобные только что рассмотренному, не обеспечивают дистанционной передачи измерительного сигнала и поэтому применяются главным образом в регуляторах, допускающих только непосредственное соединение измерительного устройства с звеном регулятора, управляющим потоком его рабочей энергии, используемой для воздействия на регулирующий орган.

При значительном уровне измерительного сигнала и относительно малом значении возникающих шумов, последние не учитываются при проектировании простых измерительных устройств.

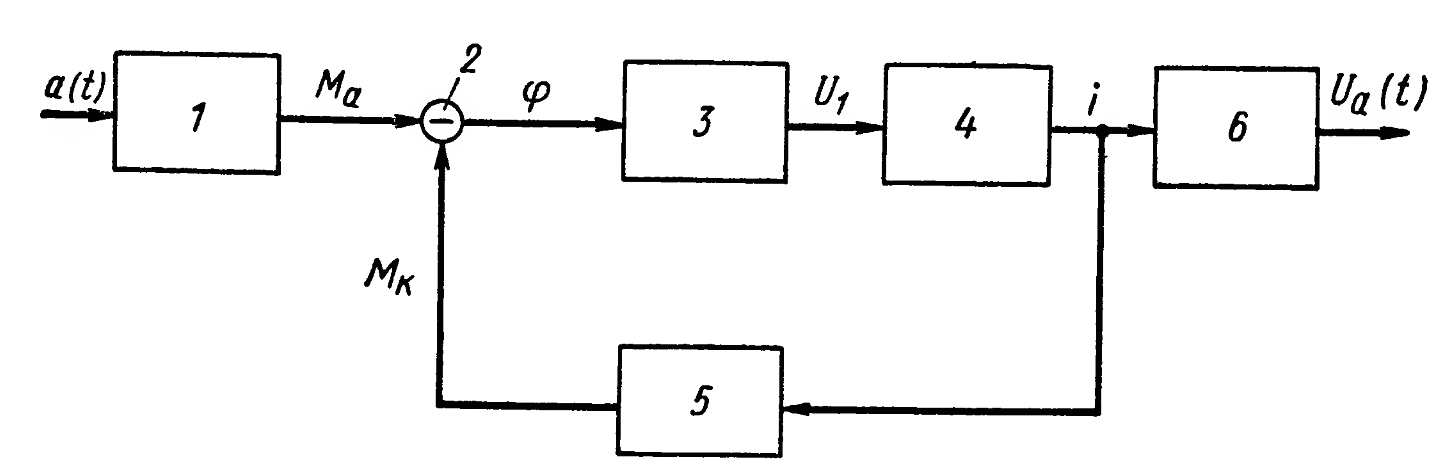


Рис. I.2. Функциональная схема сложного измерительного устройства:

a (*t*) — измеряемое ускорение; U_a (*t*) — выходной сигнал; *1* — маятниковый чувствительный элемент; *2* — элемент сравнения (ось); *3* — индуктивный преобразователь; *4* — усилитель; *5* — моментный электродвигатель; *6* — нагрузка

Необходимость согласования выходных сигналов измерительного устройства с остальными элементами системы управления по виду используемой в них энергии, а также требования повышения точности измерений, особенно в сочетании с передачей измерительных сигналов на значительные расстояния, приводят к применению сложных измерительных устройств. В этих измерительных устройствах, кроме чувствительного элемента, осуществляющего первичное преобразование измеряемой величины в промежуточный сигнал, используются различные дополнительные преобразователи, а также и внешние обратные связи. Как пример такого сложного измерительного устройства на рис. I.2 приведена структурная схема компенсационного измерителя линейных ускорений, в состав которого входят четыре преобразователя и усилитель. Первым из них является маятниковый чувствительный элемент *1*, служащий для преобразования измеряемой величины — линейного ускорения a (t) в угловое отклонение φ (t) оси подвеса маятника. Это отклонение в пределах малых изменений и без учета сил трения может быть записано следующим образом:

$$\varphi \approx \frac{mr}{c} a = Sa, \qquad (I.8)$$

где $S = \frac{mr}{c}$ — чувствительность преобразователя.

Угловому отклонению якоря индуктивного преобразователя *3*, закрепленного на оси маятника *1*, соответствует напряжение, снимаемое с выходной обмотки,

$$U_1 = \varkappa_1 \varphi. \tag{I.9}$$

Далее этот промежуточный электрический сигнал подается на вход усилителя *4*, который питает моментный электродвигатель *5*, используемый в качестве вспомогательного преобразователя в цепи обратной связи измерительного устройства. С учетом компенсирующего момента, развиваемого электродвигателем *5*, пропорционального величине тока на выходной нагрузке *6* усилителя, получим уравнение движения маятника в виде

$$J \frac{d^2\varphi}{dt^2} = \Delta M_a - \Delta M_к, \tag{I.10}$$

где $J = mr^2$ — момент инерции.

Подставляя в это уравнение значения $M_a = mra$; $M_к = \varkappa_3 i$; $i = \varkappa_2 U_1$ и учитывая передаточную функцию корректирующего звена в схеме усилителя, равную $\varkappa_ф (T_ф s + 1)$, запишем уравнение движения измерительного устройства

$$(T^2p^2 + 2\zeta Tp + 1)\, U_a = k\,(T_ф p + 1)\, a. \tag{I.11}$$

Передаточная функция измерительного устройства будет иметь вид

$$W(s) = \frac{U_a(s)}{a(s)} = \frac{k\,(T_ф s + 1)}{T^2s^2 + 2\zeta Ts + 1}, \tag{I.12}$$

где $k = mr/\varkappa_3$ — коэффициент усиления, $T = \sqrt{J/\varkappa_1\varkappa_2\varkappa_3\varkappa_ф}$ — постоянная времени, $\zeta = T_ф/2\sqrt{J/\varkappa_1\varkappa_2\varkappa_3\varkappa_ф}$ — коэффициент демпфирования.

Применением вспомогательных преобразователей *3* в прямой цепи и *5* в цепи обратной связи, а также усилителя *4* достигается значительное повышение точности измерения при требуемом уровне измерительного сигнала, заданном условиями дальнейшего его преобразования в управляющей системе.

На рис. I.3 показана схема комплексного измерительного устройства, предназначенного для одновременного измерения статического давления воздуха на высоте H полета, динамического напора и температуры торможения, являющихся функциями скорости полета v. С помощью счетно-решающей схемы, предусмотренной в составе комплексного измерительного устройства, на выходе получают измерительные сигналы, пропорциональные значениям относительной барометрической высоты H, истинной воздушной скорости v и числа M. Эти сигналы используются в соответствующих системах регулирования двигательными установками и управления летательными аппаратами. Помимо указанных на выходе комплексного измерительного устройства получаются также и дополнительные сигналы, содержащие информацию о температуре наруж-

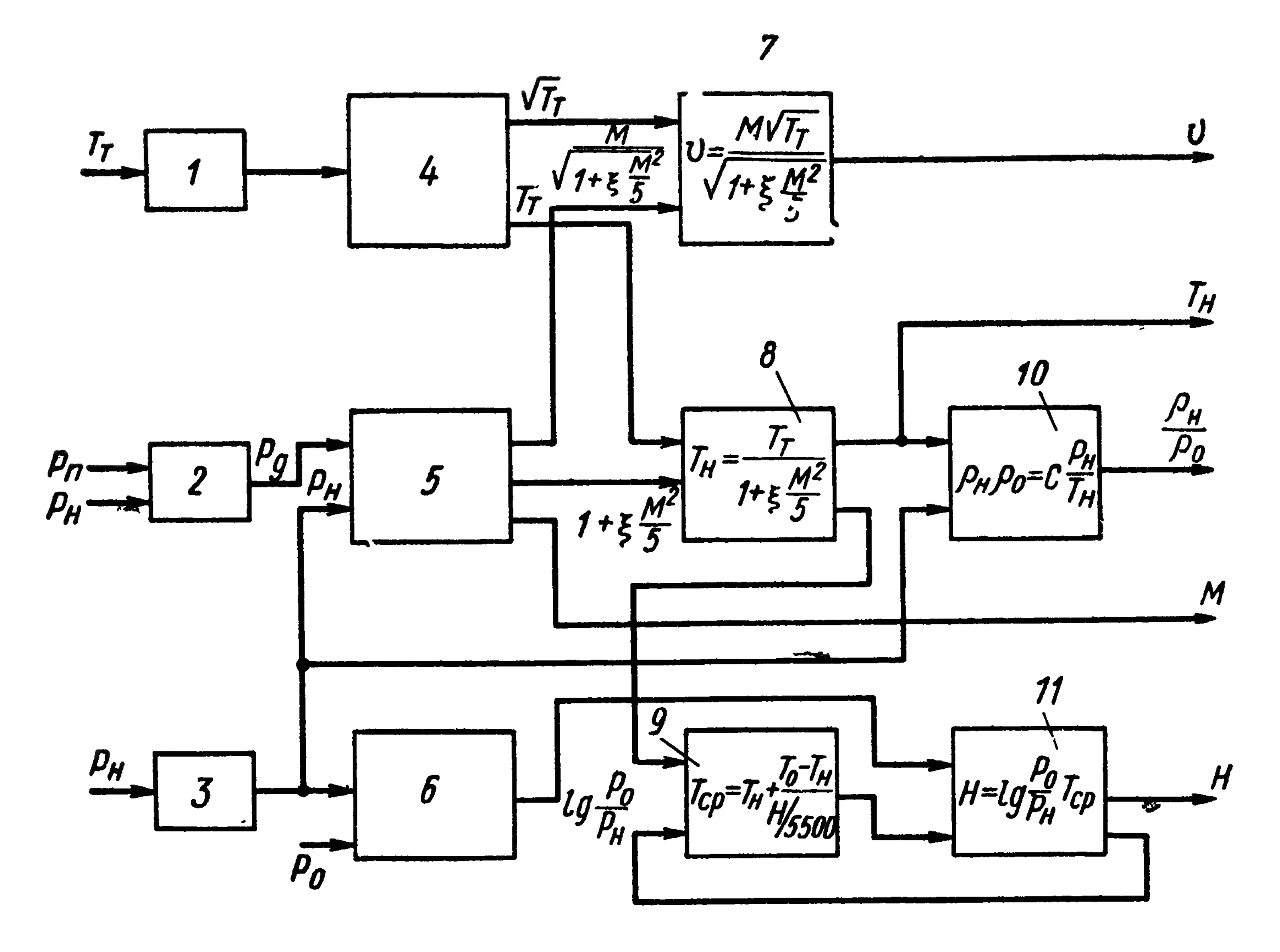


Рис. I.3. Схема комплексного измерительного устройства — централи «скорость — высота»:

$T_т$ — температура торможения; $p_п$ — полное давление; $p_н$ — статическое давление; $p_д$ — динамический напор; v — скорость воздушная; M — число, равное отношению v/a: $\rho_к/\rho_0$ — относительная плотность воздуха; H — высота; 1 — измеритель температуры торможения; 2 — измеритель динамического давления; 3 — измеритель статического давления; 4 — 11 — блоки счетно-решающего устройства, реализующие указанные на схеме операции

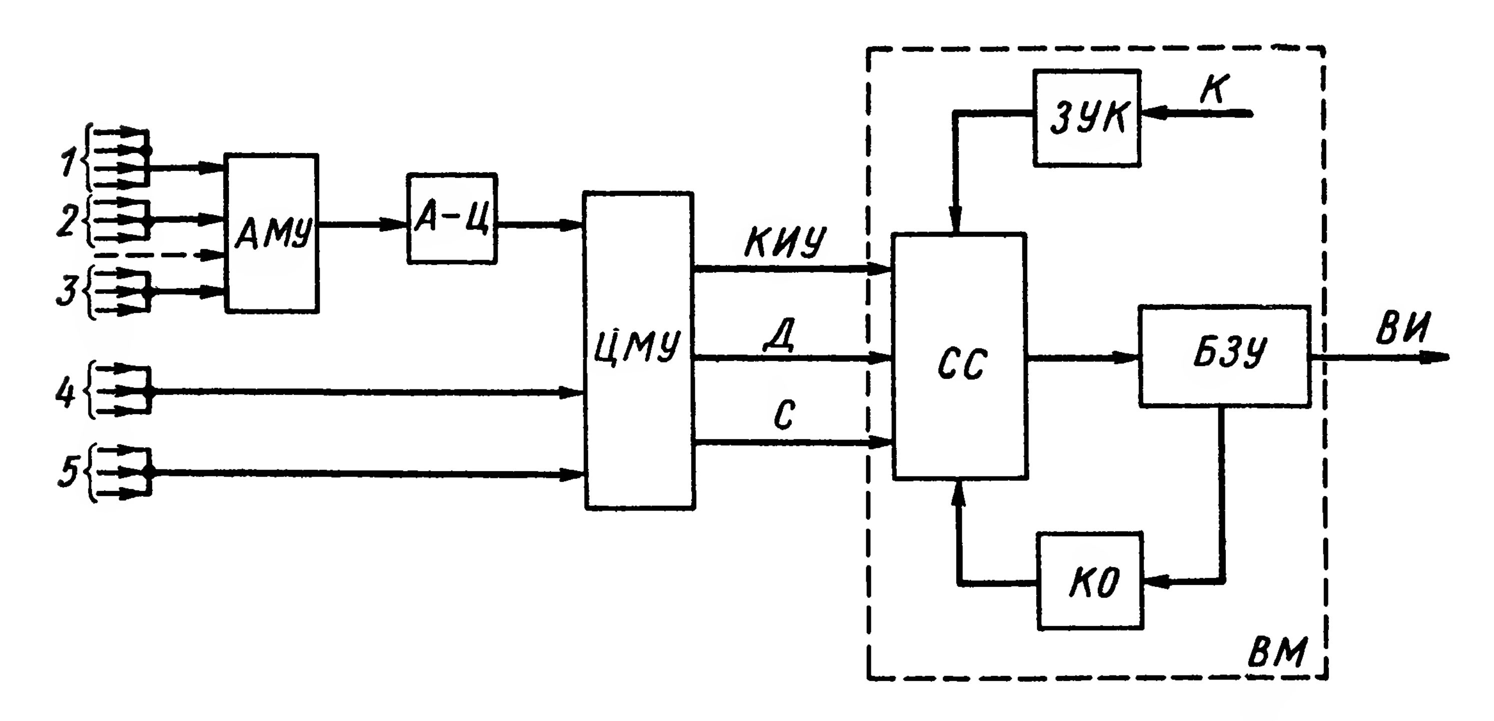


Рис. I.4. Схема варианта информационной системы:

1, 2, 3 — аналоговые измерительные сигналы от групп измерительных устройств; 4, 5 — измерительные сигналы от цифровых измерительных устройств; *АМУ* — аналоговое многоканальное устройство; *А — Ц* — аналого-цифровой преобразователь; *ЦМУ* — цифровое многоканальное устройство выборки данных; *КИУ* — код измерительного устройства; *Д* — выборка данных; *С* — синхросигнал; *СС* — система сжатия; *БЗУ* — буферное запоминающее устройство; *КО* — блок контроля очередности; *ЗУК* — запоминающее устройство для команд; *ВМ* — вычислительная машина; *ВИ* — выходная информация; *К* — команды.

ного воздуха и его относительной плотности, служащие для введения корректирующих воздействий в упомянутые системы регулирования и управления, а также для визуального контроля.

Системы управления сложными многомерными объектами, используемые в больших автоматизированных системах, отличаются наличием значительного числа различных измерительных устройств, выходные сигналы которых поступают в системы обработки информации, состоящие из вспомогательных (фильтры, компараторы, программные блоки, промежуточные усилители и др.) и логических устройств. В этом случае применяются сложные измерительные устройства с типовыми измерительными сигналами, допускающими их масштабирование и фильтрацию, а также дополнительные преобразования, связанные с последующим формированием и кодированием сигналов, передаваемых в системы обработки информации с помощью специальных линий передач. Эффективное использование таких измерительных устройств требует помимо обеспечения выбираемыми конструкциями заданных динамических характеристик также строгого согласования их с различными коммутационными устройствами и, обычно по полосе частот, с передающими эти сигналы линиями. В целом указанные совокупности (рис. I.4) измерительных устройств с устройствами обработки информации образуют измерительно-информационные системы.

2. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Статическая характеристика. Основным требованием, предъявляемым к измерительному устройству, является обеспечение определенной функциональной связи между изменением измеряемой величины на входе и изменением выходного сигнала.

У измерительных устройств с непрерывной характеристикой при таком же непрерывном изменении измеряемой величины от $x_{\min}$ до $x_{\max}$ выходной сигнал y также изменяется непрерывно от $y_{\min}$ до $y_{\max}$ (рис. I.5). Зависимость $y = f(x)$ называется статической характеристикой измерительного устройства. В целях обеспечения постоянной чувствительности измерительного устройства важно получить зависимость $y = f(x)$ линейной или близкой к линейной на заданном интервале изменения x. У измерительных устройств с дискретной характеристикой при непрерывном изменении входной измеряемой величины выходной сигнал представляет собой дискретную функцию. Например, при изменении измеряемой величины x от $x_{\min}$ до $x_{\max}$ выходной сигнал изменяется скачком от y_1 до y_2 при $x = x_1$; от y_2 до y_3 при $x = x_2$ и т. д. (рис. I.5, *б*). При изменении измеряемой величины в промежутках от $x_{\min}$ до x_1, от x_1 до x_2 и от x_2 до $x_{\max}$ величина y остается постоянной, равной соответственно y_1, y_2 и y_3. Точки a_1, a_2, a_3 на рис. I.5, *б* соответствуют кривой *1* — статической характеристике, которая имела бы место при непрерывном характере изменения измеряемой величины.

Чувствительностью измерительного устройства называется отношение изменения выходной величины к соответствующему изменению измеряемой величины. Чувствительность определяется наклоном статической характеристики. Если статическая характеристика линейна, то чувствительность измерительного устройства постоянна и равна

$$S = \frac{y}{x}. \quad (I.13)$$

В общем случае чувствительность измерительного устройства переменна с изменением измеряемой величины. Для этого случая вводится понятие дифференциальной чувствительности

$$S = \frac{dy}{dx}. \quad (I.14)$$

Размерность чувствительности зависит от физической природы входной и выходной величин. Понятие чувствительности распро-

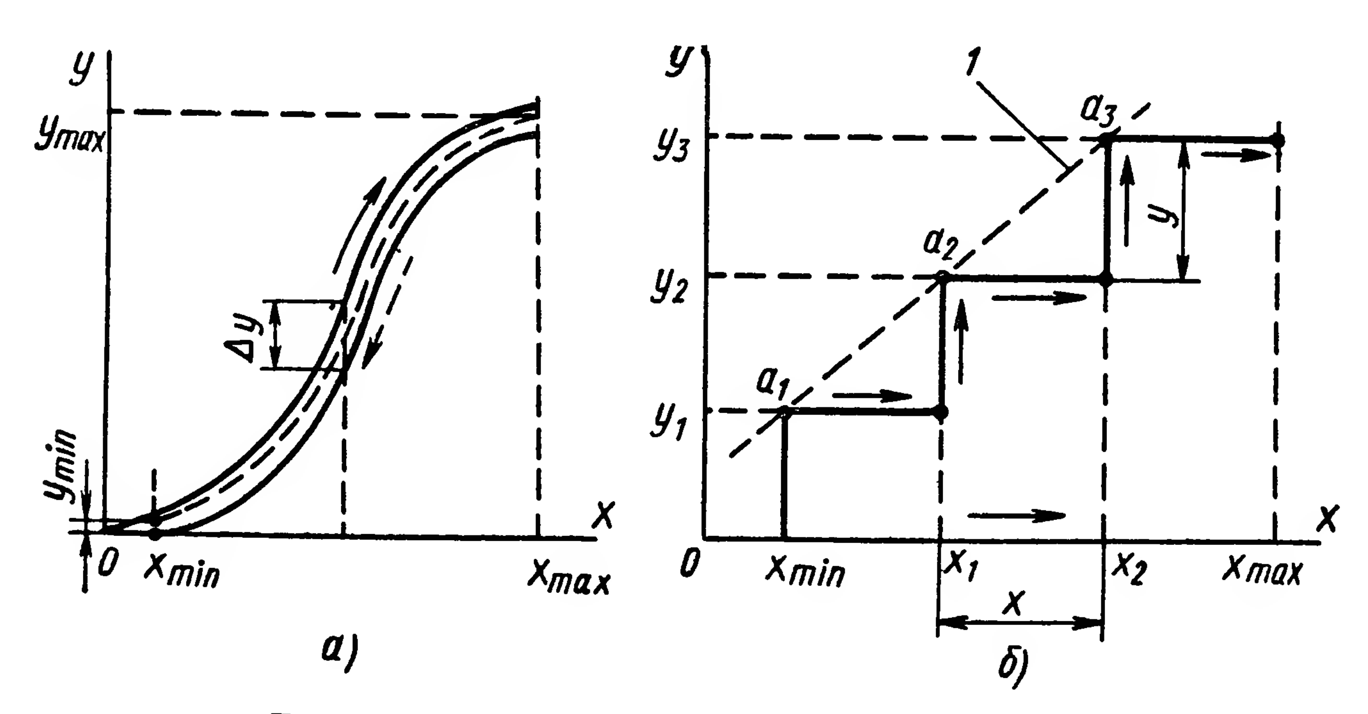


Рис. I.5. Статическая характеристика:

а — непрерывная Δy — ошибка измерения; *б* — дискретная; $x(t)$ — измеряемая величина; $y(t)$ — выходной сигнал; *1* — линейная статическая характеристика при непрерывном измерении

страняется также и на устройства с дискретной статической характеристикой. Для последних (рис. I.5, *б*) чувствительность определяется отношением

$$S_x = \frac{y}{x}. \quad (I.15)$$

Порог чувствительности — наименьшее изменение измеряемой величины, способное вызвать появление изменения выходного сигнала. Для устройств с дискретной статической характеристикой за порог чувствительности удобнее принять наименьшее изменение измеряемой величины, при котором прерывается выходной сигнал. Вследствие неизбежных погрешностей всегда наблюдается некоторое рассеивание значений порога чувствительности. Поэтому правильнее говорить о среднем или предельном значениях порога чувствительности. Для сложных измерительных устройств, состоящих

из ряда последовательно соединенных элементов, чувствительность определяется по формуле

$$S_n = S_1 S_2 \ldots S_n = \prod_{i=1}^{n} S_i, \qquad (I.16)$$

где S_i — чувствительность i-го звена.

Для расчета чувствительности при параллельном соединении элементов применима формула

$$S_\Sigma = S_1 + S_2 + \ldots + S_n = \sum_{i=1}^{n} S_i. \qquad (I.17)$$

Наконец, при расположении элементов, как указано на рис. I.2, общая чувствительность измерительного устройства

$$S = \frac{\prod_{i=1}^{\kappa} s_i}{1 + \prod_{i=1}^{\kappa} s_i s_{o.c}}, \qquad (I.18)$$

где s_i относится к элементам основной цепи, а $s_{o.c}$ — к элементам обратной связи.

Погрешности измерительных устройств. Погрешностью измерительного устройства называется разность между результатом измерения некоторой величины и ее действительным значением:

$$\Delta x = x - x_0. \qquad (I.19)$$

Погрешность измерительного устройства по своему характеру является сложной и неопределенно изменяющейся вследствие влияния многих причин, порождаемых относительным несовершенством конструкции, условиями технологического процесса изготовления, а также условиями его эксплуатации. В связи с этим погрешности измерительных устройств могут быть классифицированы следующим образом:

статические и динамические, в зависимости от условий и режимов эксплуатации;

систематические, случайные и грубые, в зависимости от характера их проявления и возможностей устранения.

Статические и динамические погрешности. Статической погрешностью называется погрешность, возникающая при установившемся значении измеряемой величины и неизменных внешних условиях.

Динамической погрешностью называется погрешность, возникающая при изменениях измеряемой величины и внешних воздействий.

Методические и инструментальные погрешности. Методические погрешности зависят от выбранного метода измерения и принципа

действия измерительного устройства. Они появляются также при неправильной установке измерительного устройства.

Инструментальные погрешности происходят от конструктивных недостатков измерительного устройства, от отклонений его характеристик и параметров вследствие неточности изготовления, под влиянием изменения внешних условий, вследствие естественного старения материалов и т. п.

Систематические, случайные и грубые погрешности. Систематическими погрешностями называются постоянные по величине и знаку или изменяющиеся по определенному закону погрешности, повторяющиеся при многократных измерениях. Систематические погрешности определяются путем многократного измерения одной и той же величины при постоянных прочих условиях и устраняются посредством регулировочных и юстировочных устройств или введением коррекций с помощью специальных элементов, предусматриваемых для этой цели в конструкции измерительного устройства. Систематические погрешности подразделяются на прогрессивные и периодические, а также погрешности, изменяющиеся по сложному закону во времени. Прогрессивными называются непрерывно возрастающие или убывающие погрешности. К ним могут быть отнесены, например, погрешности от износа деталей, контактов и др. Периодическими называются погрешности равномерно изменяющиеся по величине и знаку, возникающие при функционировании измерительных устройств. Погрешности, изменяющиеся по сложному закону, происходят от совместного действия нескольких систематических погрешностей.

Методы расчета неслучайных погрешностей детально освещены в специальной литературе и поэтому в настоящей книге не приводятся.

Случайные погрешности представляют собой погрешности, неопределенным образом изменяющиеся по величине и знаку. Они определяют точность измерительного устройства. Случайные погрешности происходят от совместного проявления большого числа причин. К этим причинам относятся неизбежные и неучитываемые деформации и смещения деталей и узлов измерительного устройства, например, вследствие зазоров, колебаний окружающей температуры и т. д. Случайные погрешности возникают вследствие помех и большого уровня шумов в элементах измерительного устройства. Случайные погрешности в значительной степени неустранимы. По ним производится оценка точности как самих измерительных устройств, так и методов измерения. Случайные погрешности при многократных измерениях одной и той же величины вызывают рассеивание значений выходного сигнала, называемое также нестабильностью или вариацией сигнала. В идеальном случае при отсутствии случайных погрешностей значения выходного сигнала совпадали бы и соответствовали точно истинному значению измеряемой величины. Вследствие случайной погрешности истинное значение измеряемой величины неизвестно, поэтому при подсчете случайных погрешностей

за измеренное значение принимают среднее арифметическое $\bar{x}$ из полученных N измерений $x_1, x_2, \ldots, x_N$, т. е.

$$\bar{x} = \sum_{i=1}^{N} \frac{x_i n_{x_i}}{N}, \qquad (I.20)$$

где n_{x_i} — частота появления значения x_i;

N — число измерений.

Случайные погрешности являются случайными величинами и также, как последние, могут быть охарактеризованы с помощью понятий и характеристик теории вероятностей. В связи с этим ниже приводятся наиболее распространенные в практике измерительной техники расчетные формулы. Среднее арифметическое является наиболее достоверным значением измеряемой величины:

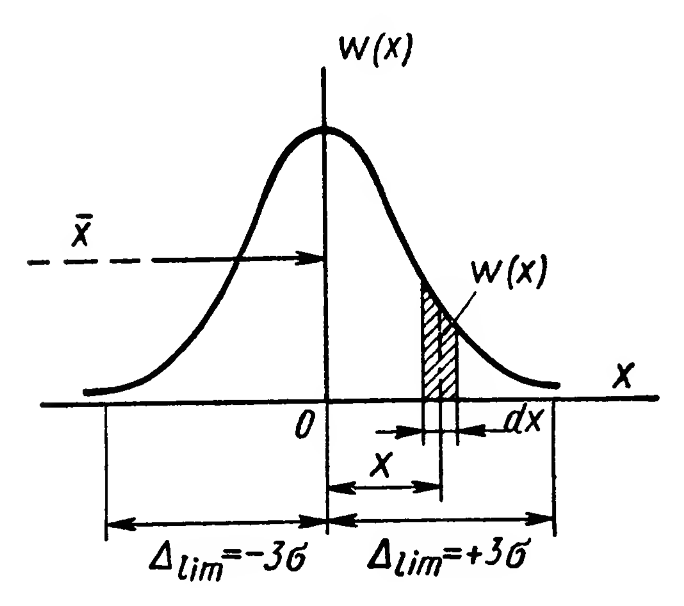


Рис. I.6. Случайная погрешность с нормальным законом распределения:

x — измеряемая величина; $w(x)$ — плотность распределения

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} x_i. \qquad (I.21)$$

При $N \to \infty$ $\bar{x}$ определяет математическое ожидание случайной величины. При большом числе независимых причин, вызывающих появление случайных погрешностей, плотность распределения выражается законом Гаусса (нормальное распределение — рис. I.6):

$$w(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(x-\bar{x})^2}{2\sigma^2}\right), \qquad (I.22)$$

где $w(x)$ — плотность распределения вероятности;

σ — среднее квадратическое отклонение.

Случайную погрешность принято оценивать либо средним квадратическим ее значением σ, либо вероятным значением E, либо предельным Δ_{lim}. Средняя квадратическая погрешность отдельных измерений определяется по формуле

$$\sigma = \sqrt{\sum_{i=1}^{N} \frac{(x_i - \bar{x})^2}{N}}. \qquad (I.23)$$

Дисперсией называется величина

$$D = \sigma^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} (x_i - \bar{x})^2.$$

Средняя квадратическая погрешность является основной и исходной при подсчете других, упомянутых выше погрешностей.

Вероятная (средняя) погрешность определяется в зависимости от σ по формуле

$$E = 0{,}674\sigma = \rho\sqrt{2}\sigma. \qquad (I.24)$$

Как правило, при многократных измерениях одной и той же величины половина всех случайных погрешностей будет больше вероятности и половина — меньше ее. Точность измерительных устройств принято характеризовать предельной погрешностью, определяемой по формуле

$$\Delta_{\lim} = \pm 3\sigma. \qquad (I.25)$$

Случайные погрешности при нормальном законе распределения не могут по абсолютной величине превышать предельное значение. Между средним квадратическим значением $\bar{\sigma}$ погрешности единичного измерения и средним квадратическим значением σ погрешности среднего арифметического имеется следующая зависимость, называемая «правилом $\sqrt{n}$»:

$$\bar{\sigma} = \sigma/\sqrt{n}, \qquad (I.26)$$

где n — число замеров, для которых подсчитывается среднее арифметическое значение $\bar{x}$. Предельная погрешность $\Delta_{\lim \bar{x}}$ среднего арифметического

$$\Delta_{\lim \bar{x}} = \frac{\Delta_{\lim}}{\sqrt{n}}.$$

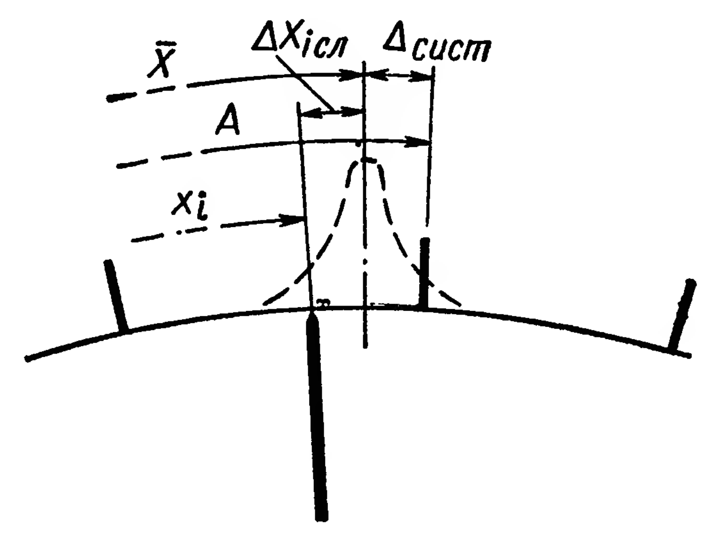


Рис. 1.7. Систематическая и случайная погрешности

Таким образом, точность среднего арифметического значения измеряемой величины в $\sqrt{n}$ раз выше по сравнению с точностью единичных измерений. На рис. 1.7 схематически показаны систематические и случайные погрешности. Первые определяются по величине среднего арифметического для данной точки, а вторые — через среднее квадратическое отклонение описанным выше способом.

Грубые погрешности представляют собой погрешности, превосходящие предельное ($\pm 3\sigma$) значение случайной погрешности. Они происходят от резких изменений внешних условий измерения, например вследствие толчков, резкого колебания температуры, загрязнений и т. п. Общая случайная погрешность измерительного устройства определяется по формуле

$$\sigma = \sqrt{\sum_{i=1}^{N} (\gamma_i \ \sigma_i)^2}, \qquad (I.27)$$

где σ_i — частная погрешность;

γ_i — весовой коэффициент для i-го звена.

Такова методика, принятая в настоящее время для оценки погрешности обычных измерительных средств. Эта методика базируется на нормальном законе распределения и аддитивности отдельных составляющих.

3. ПОНЯТИЕ ИНФОРМАЦИИ *

Теория информации и основные методы ее находят все более широкое применение в самых различных областях: в теории связи, физике, теории измерений, при обработке результатов научных наблюдений и т. д. Присущая теории информации общность позволяет применить ее положения к задачам проектирования измерительных устройств, используемых в системах автоматического регулирования и управления. Последнее представляется исключительно важным, поскольку до настоящего времени еще нет общей

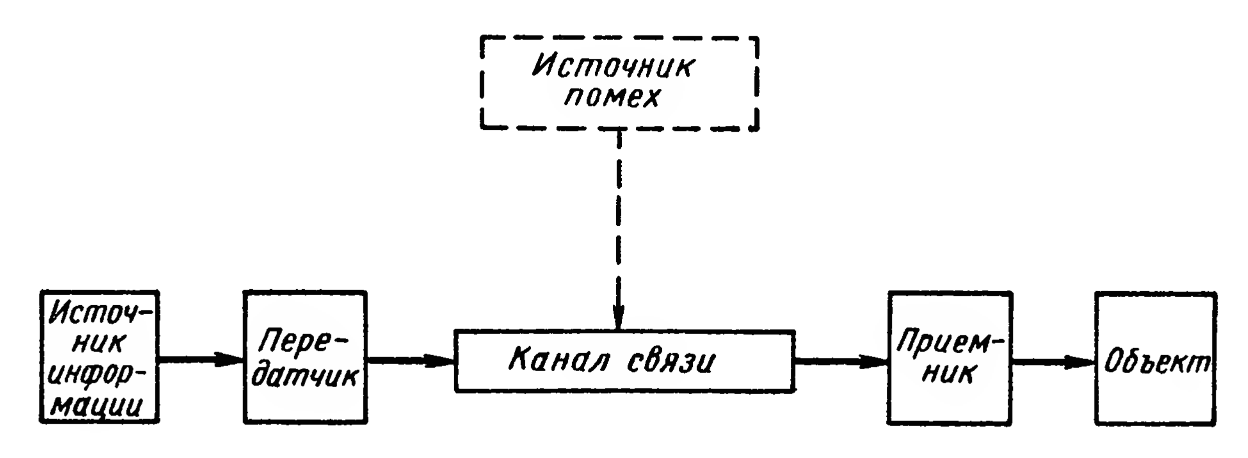


Рис. I.8. Структурная схема системы связи

теории измерительных устройств систем автоматики. Под информацией в широком смысле понимаются те сведения об окружающем мире, которые получены в результате взаимодействия с ним, приспособления к нему и изменения его в этом процессе приспособления. Информация передается при помощи сигналов, воплощенных в изменениях той или иной физической величины, отображающих последовательность каких-либо событий.

Процесс передачи информации в системах связи происходит следующим образом (рис. I.8). Источник информации «готовит» сообщение. Сообщение, несущее в себе информацию, состоит из символов, которыми могут быть буквы, цифры, математические знаки и т. д. Таким образом, сообщение представляет некоторую последовательность символов, каждый из которых выбирается из всей имеющейся совокупности символов. Сообщение поступает на вход чувствительного элемента датчика (или передатчика). Датчик, в свою очередь, пользуясь тем или иным кодом, преобразует сообщение в сигнал.

Кодом называется правило, при помощи которого передаваемому письменному или устному сообщению можно привести в однозначное соответствие некоторую комбинацию элементарных сигналов,

* См. работу [11].

а сама операция перевода сообщения в последовательность элементарных сигналов — процессом кодирования. Код, содержащий два различных элементарных сигнала, называется двоичным, три элементарных сигнала — троичным и т. д. В качестве одного из элементарных сигналов двоичного кода на практике обычно применяется посылка тока, а в качестве другого — его выключение (пауза).

В случае передачи информации по телеграфу сообщение в виде текста телеграммы превращается при помощи кода Морзе в последовательность электрических импульсов, которые и представляют собой сигнал. Сигнал поступает в канал связи и попадает на вход приемника, где происходит обратное преобразование сигнала в сообщение или, как говорят, декодирование сигнала. Сообщение воспринимается получателем. Во время передачи по каналу связи на сигнал неизбежно налагаются помехи, которые в большей или меньшей степени искажают сигнал.

Процесс образования сообщения рассматривается как вероятностный процесс, представляющий собой последовательность выборов из некоторой совокупности элементарных символов, причем выбранная совокупность и образует сообщение. Роль вероятности здесь заключается в том, что выбор последующих символов на любой стадии процесса зависит вероятностным образом от предыдущих выборов. В свою очередь, каждое в действительности передаваемое сообщение есть результат выбора из всей возможной совокупности сообщений одного из них. Чем большее количество информации содержит сообщение, тем оно является более неожиданным и тем более неопределеннее положение в результате приема сообщения получателем превращается в определенное.

Причина, по которой понятию количества информации придается смысл, характеризующий не отдельное сообщение, а всю статическую природу источника информации, заключается в следующем.

Инженер, проектирующий канал связи, должен рассчитать его так, чтобы он был пригоден для передачи любого сообщения, которое может быть произведено источником информации. При этом, если невозможно или невыгодно спроектировать канал связи, имеющий во всех случаях одинаково хорошие характеристики, то его нужно рассчитать так, чтобы он обладал наилучшими характеристиками в наиболее вероятных условиях работы и был менее эффективен в более редких случаях. Такого рода соображения сразу же приводят к необходимости характеристики всей совокупности или всего ансамбля сообщений, который может производить данный источник сообщений.

Инженер, интересуясь в конце концов правильным воспроизведением сообщения, измеряет содержание информации в нем его вероятностью или, если можно так выразиться, его «неожиданностью». Поэтому если требуется передать «белый шум», который представляет собой результат выбора любого из ансамбля имеющихся символов с одинаковой вероятностью, т. е. сигнал, изменяющийся абсолютно случайным, непредсказуемым образом, то к системе, пере-

дающей информацию, будут предъявляться наиболее жесткие требования и поэтому инженер, проектирующий эту систему, будет считать, что «белый шум» связан с наибольшим количеством информации, несмотря на то, что после его приема будет обнаружена его полная бессмысленность.

Отсюда ясно, что содержание информации для приемника не имеет прямой связи с количеством информации для инженера, обеспечивающего его передачу. При передаче сигнала важна вероятность его выбора, его «неожиданность», а для приемника — его смысл. К сожалению, понятие информации, применяемое в теории связи, не затрагивает вопроса о ее смысле, значении, ценности. Определение не делает различия между очень важной и совершенно несущественной информацией. Это — серьезное ограничение, но оно позволяет дать количественное определение информации и рассматривать ее как физически измеримую величину. Будучи статистическим, понятие информации является объективным, не зависящим от наблюдателя. Смысл, ценность информации, очевидно, могут быть очень велики для наблюдателя А и не иметь никакого значения для наблюдателя Б.

Передача информации возможна лишь при удовлетворении следующих трех условий:

1) сообщения должны представлять собой случайную непредсказуемую последовательность символов;

2) источник информации должен уметь осуществлять селективные операции над символами, из которых образуются сообщения;

3) эти символы должны иметь один и тот же определенный смысл не только для источника, но и для приемника информации, определяемый принятым кодом.

Сформулированные условия можно пояснить следующим образом. Если на приемном конце заранее известно содержание сообщения, то никакой информации при его приеме, очевидно, не будет получено. Таким образом, в основе понятия информации лежит предположение о невозможности, по крайней мере, однозначного предсказания сообщений, которые будут приняты в будущем на основании сообщений, принятых в прошлом.

Далее, полное незнание также исключает возможность передачи информации: для передатчика и для приемника должен существовать общий язык, или код. Если читатель не знает языка, на котором написана книга, то она не может сообщить ему никакой информации, как бы ни было важно и интересно ее содержание.

Необходимость удовлетворения второго условия ясна из следующего. Обезьяна, печатающая на телетайпе, является генератором символов, имеющих определенный смысл для приемника, но она не является генератором информации, так как для нее эти символы не имеют смысла и она не может осуществлять над ними селективные операции, вследствие чего последовательность выбираемых ею символов не имеет смысла для приемника.

Из сказанного выше ясно, что фраза: «α есть источник информации» является незаконченной и, вообще говоря, не имеет смысла. Для того чтобы ее закончить и придать смысл, нужно сказать: «α есть источник информации для приемника β».

4. КОЛИЧЕСТВО ИНФОРМАЦИИ

Количество информации при равновероятности всех элементов сообщения. Определим количество информации, содержащееся в сообщении сначала в простейшем случае, когда число символов или элементов (например, букв в алфавите), из которых может быть составлено сообщение, равно m, а число символов в сообщении равно n. При этом мы предположим, что выбор каждого из символов равновероятен. При $n = 2$ число возможных сообщений, т. е. число возможных комбинаций выбора двух элементов из m равно m^2. Точно также при $n = 3$ число возможных сообщений равно m^3. Если же число элементов в сообщении равно n, то число возможных сообщений

$$N = m^n. \qquad (I.28)$$

Это число можно было бы выбрать в качестве меры количества информации. Однако это не вполне удобно, потому что такая мера не удовлетворяет условию аддитивности, заключающемуся в том, что вдвое более длинное сообщение, естественно, должно содержать и вдвое большее количество информации. Это условие аддитивности или пропорциональности количества информации числу n будет удовлетворено, если в качестве меры количества информации выбрать не само число N, а его логарифм, т. е. условиться, что количество информации $\mathfrak{I}$ определяется выражением

$$\mathfrak{I} = \log_a N. \qquad (I.29)$$

Остается выбрать основание логарифмов a. Для этого рассмотрим простейший возможный случай, когда сообщение состоит из одного единственного элемента, а общее число элементов равно двум, т. е. когда $n = 1$, $m = 2$. В этом случае

$$\mathfrak{I} = \log_a 2. \qquad (I.30)$$

Если количество информации, получаемое при таких условиях, принять равным единице, то это определит выбор в качестве основания логарифмов a числа, равного двум. Итак, количество информации в сообщении определяется выражением

$$\mathfrak{I} = \log_2 N, \qquad (I.31)$$

или, так как в рассматриваемом случае $N = m^n$, то

$$\mathfrak{I} = n \log_2 m. \qquad (I.32)$$

Выше количество информации в сообщении было определено как логарифм от общего числа возможных сообщений. Количество

информации можно определить так же, как отрицательный логарифм вероятности выбора одного сообщения из всей возможной совокупности сообщений. Действительно, если выбор каждого из сообщений равновероятен, то вероятность P выбора одного из N сообщений

$$P=\frac{1}{N}. \tag{I.33}$$

Следовательно, согласно выражению (I.31)

$$\mathfrak{I}=-\log_2 P. \tag{I.34}$$

Количество информации, связанное с измерением физической величины. Рассмотрим какую-либо физическую величину x, например температуру, напряжение, давление и т. д., изменяющуюся в пределах от x_{max} до x_{min}. Пусть $x_d=x_{max}-x_{min}$. Если даже величина x изменяется непрерывно, то при ее измерении прибор остается нечувствительным к ее изменениям в пределах некоторого приращения Δx, зависящего от разрешающей способности прибора. Поэтому при измерении можно получить лишь конечное число дискретных значений величины x, равное

$$N=\frac{x_d}{\Delta x}+1. \tag{I.35}$$

Так, например, если отсчет производится между 0 и 1 *в* и минимальное приращение, которое чувствует прибор, равно 0,01 *в*, то максимальное число отсчетов будет равно $\frac{1}{0{,}01}+1=101$. Минимальная ошибка Δx называется разрешающей способностью системы. Предположим, что минимальная относительная ошибка $\frac{\Delta x}{x_d}$ не должна превышать $\pm\varepsilon$. Тогда требуемая разрешающая способность

$$\Delta x=2\varepsilon x_d. \tag{I.36}$$

Рассмотрим переменную, изменяющуюся со скоростью, равной 0,01 от ее полного диапазона изменения в секунду. Предположим, что мы можем измерить переменную в статическом режиме с точностью до 1%. Если отсчет может быть произведен быстро, скажем, в течение 0,001 *сек*, то во время отсчета переменная может измениться лишь очень незначительно, а именно на $0{,}01\times 0{,}001=0{,}00001\,x_d$.

Наоборот, если для отсчета требуется значительный промежуток времени, например, 10 *сек*, то переменная может измениться на $0{,}1\,x_d$. Другими словами, чем быстрее изменяется переменная, тем больше потеря точности в течение интервала измерения. Промежуток времени T_r, необходимый для того, чтобы переменная изменилась на величину Δx, равную разрешающей способности прибора,

$$T_r=\frac{\Delta x}{\left(\frac{dx}{dt}\right)}. \tag{I.37}$$

Наименьший промежуток времени, который требуется для того, чтобы переменная изменилась на величину Δx,

$$\Delta T = \frac{\Delta x}{\left(\frac{dx}{dt}\right)_{\max}}. \qquad (I.38)$$

Минимальное время, за которое переменная может измениться на величину x_d,

$$T = \frac{x_d}{\left(\frac{dx}{dt}\right)_{\max}}. \qquad (I.39)$$

Подставляя выражение (I.36) в формулу (I.38) и учитывая соотношение (I.39), получим

$$\Delta T = 2\varepsilon T. \qquad (I.40)$$

Определим теперь количество информации, получаемое при измерении переменной x в рассматриваемых условиях. При этом количество информации определяется просто как логарифм полного числа возможных состояний системы или измеряемых значений переменной, характеризующей ее поведение. Если мы не располагаем никакими предварительными сведениями о процессе, то каждый из N возможных отсчетов одинаково вероятен. Итак, вероятность P любого из N описывается формулой

$$P = \frac{1}{N}.$$

Подставляя выражение (1.35) в формулу (1.33) и учитывая соотношение (1.34), получим для количества информации, связанного с одним отсчетом в статике, выражение

$$\mathfrak{I} = \log_2\left(\frac{x_d}{\Delta x} + 1\right) \qquad (1.41)$$

или

$$\mathfrak{I} = \log_2\left(\frac{1}{2\varepsilon} + 1\right). \qquad (I.42)$$

В динамическом режиме, когда переменная изменяется на заметную величину за время Δt, определяемое выражением (I.40), максимальная скорость изменения информации, которая еще может регистрироваться системой

$$\frac{d\mathfrak{I}}{dt} = \frac{\mathfrak{I}}{\Delta T} = \frac{1}{2\varepsilon T}\log_2\left(\frac{2\varepsilon + 1}{2\varepsilon}\right). \qquad (I.43)$$

Применим полученные формулы для того, чтобы сравнить дискретный и непрерывный регистрирующие приборы по их способности передавать данное количество информации в единицу времени.

Пусть дискретный прибор производит 1000 измерений в секунду, каждое из которых дает 7 единиц количества информации, так что

допустимая для него скорость изменения информации равна 7000 *ед/сек*. В то же время пусть прибор непрерывного действия имеет время прохождения всей шкалы, равное 0,01 *сек*, и ошибку измерения $\varepsilon = 0{,}045$, тогда $\Delta T = 2\cdot 0{,}045\cdot 0{,}01 = 0{,}0009$;

$$\frac{d\mathfrak{I}}{dt} = \frac{10^4}{9}\log_2\left(\frac{0{,}09+1}{0{,}09}\right) \approx 4400 \text{ ед/сек}. \qquad (I.44)$$

Таким образом, для рассмотренного примера количество информации в единицу времени на выходе дискретного прибора больше, чем на выходе непрерывного.

Количество информации при неравновероятности выбора элементов сообщения. Рассмотрим сообщения, каждое из которых состоит из большого числа элементов, равного n, выбираемых из m элементов: $d_1, d_2, \ldots, d_m$, причем вероятности выбора этих элементов не равны и определяются числами $P_1, P_2, \ldots, P_m$.

Каждое такое сообщение содержит n_1 элементов d_1, n_2 элементов d_2 и т. д. Отличие между сообщениями заключается лишь в порядке следования элементов. Так как вероятность выбора n_i элементов d_i равна $P_i^{n_i}$ и так как выбор каждого из элементов есть событие, не зависимое от выбора других элементов, то вероятность P выбора каждого такого сообщения при достаточно большом n одинакова и равна

$$P = \prod_{i=1}^{m} P_i^{n_i}. \qquad (I.45)$$

Но при этом

$$P_i = \frac{n_i}{n},$$

следовательно,

$$P = \prod_{i=1}^{m} P_i^{nP_i}. \qquad (I.46)$$

Количество информации, содержащееся в сообщении, согласно выражениям (I.34) и (I.35)

$$\mathfrak{I} = -\log_2 P = -n\sum_{i=1}^{m} P_i \log_2 P_i. \qquad (I.47)$$

В частном случае, когда все элементы сообщения равновероятны, формула (I.47) сводится к формуле (I.32). Действительно, при этом

$$P_1 = P_2 = \ldots = P_m = \frac{1}{m}$$

и

$$P = \left(\frac{1}{m}\right)^{n_1}\left(\frac{1}{m}\right)^{n_2}\cdots\left(\frac{1}{m}\right)^{n_m},$$

поэтому

$$\mathfrak{I} = n\log_2 m. \qquad (I.48)$$

Заметим, что этот частный случай соответствует максимальному возможному количеству информации, содержащемуся в сообщении из m элементов.

Действительно, предположим сначала, что мы производим выбор между двумя возможными сообщениями, вероятности которых равны P_1 для первого и $P_2 = 1 - P_1$ для второго. Величина $\mathfrak{I}$ имеет максимум, равный единице, тогда, когда оба сообщения одинаково вероятны ($P_1 = P_2 = {}^1/_2$), т. е. когда имеется полная свобода выбора между сообщениями. Как только одно сообщение делается более вероятным, чем другое ($P_1 > P_2$), то значение $\mathfrak{I}$ убывает. А когда одно сообщение очень вероятно ($P_1 \approx 1$, $P_2 \approx 0$), то $\mathfrak{I}$ очень мало.

В предельном случае, когда одна вероятность равна 1 (достоверность), а все остальные — нулю (невозможность), то $\mathfrak{I}$ равно нулю (никакой неопределенности, никакой свободы выбора — никакой информации). То же и в случае произвольного числа выборов: $\mathfrak{I}$ имеет максимум, когда все выборы равновероятны, и $\mathfrak{I}$ близка к нулю, когда вероятность одного из сообщений велика. Чем больше число возможных решений, тем больше $\mathfrak{I}$.

5. ИНФОРМАЦИЯ ПРИ ИЗМЕРЕНИЯХ

В теории измерений увеличению информации соответствует уменьшение неопределенности наблюдений. Назначением измерительного устройства любой системы автоматического регулирования или управления является восприятие информации, создаваемой в процессе регулирования или управления источником, под которым здесь понимается управляемый процесс или объект. Простейшей математической моделью источника является дискретная последовательность независимых значений измеряемой величины $\{x_i\}$. Такая модель может быть поставлена в соответствие непрерывному источнику с ограниченным спектром, например, с помощью известной теоремы отсчетов (теоремы Котельникова).

Обращаясь к исходной формулировке информации (I.47), можно заметить, что результат измерения должен уменьшить первоначальную неопределенность P_1 равновероятных значений до некоторой конечной P_2. Полученную при этом информацию, очевидно, можно представить в виде

$$\mathfrak{I}_1 = k \log \frac{P_1}{P_2}. \qquad (I.49)$$

В процессе измерения на выходе измерительного устройства образуется последовательность значений измерительного сигнала $\{y\}$, которым будут соответствовать свои величины вероятностей $P(y)$. Между значениями последовательности $\{y\}$ измерительного сигнала и значениями последовательности источника $\{x\}$ будет иметь место некоторая статистическая связь. Эту связь можно выразить с помощью условных вероятностей $P(y/x)$. При отсутствии указанной статистической связи все условные вероятности будут равны

между собой. С увеличением связи, однако, будет возрастать разница между наименьшим и наибольшим значениями условных вероятностей. Если обозначить через $\mathfrak{J}(X)$ и $\mathfrak{J}(Y)$ соответственно информацию на выходе источника и информацию, воспринимаемую измерительным устройством, то, с учетом указанной статистической связи, измеренное количество информации будет равно

$$\mathfrak{J}(Y,\ X)=\mathfrak{J}(X)-\mathfrak{J}(X\mid Y). \tag{I.50}$$

С помощью приведенной выше формулы (I.47) соотношение (I.50) для дискретного описания можно представить в виде:

$$\mathfrak{J}(Y,\ X)=-\sum_{i=1}^{m} p(x_i)\log p(x_i)-\sum_{j=1}^{n} p(y_j)\log p(y_j)+$$
$$+\sum_{i=1}^{m}\sum_{j=1}^{n} p(x_i,\ y_j)\log(x_i,\ y_i). \tag{I.51}$$

Умножая соответственно первый и второй члены правой части (I.51) на

$$\sum_{j=1}^{n} p(y_j\mid x_i)=1 \text{ и } \sum_{i=1}^{m} p(x_i\mid y_j)=1,$$

получим для дискретного представления окончательное выражение для определения информации, воспринимаемой измерительным устройством, в виде

$$\mathfrak{J}(Y,\ X)=\sum_{i=1}^{m}\sum_{j=1}^{n} p(x_i;\ y_j)\log\frac{p(x_i,\ y_j)}{p(x_i)\,p(y_j)}, \tag{I.52}$$

где обозначено: $p(x_i,\ y_j)=p(x_i)p(y_j\mid x_i)=p(y_j)p(x_i\mid y_j)$.

Количество информации, воспринимаемое измерительным устройством при непрерывном процессе измерения, можно получить на основании выражения (I.52) с помощью предельного перехода. Рассматривая в общем случае непрерывный и нестационарный источник информации $x_n(t)$, будем иметь

$$\mathfrak{J}(x,\ y,\ t)=\int_{-\infty}^{\infty}\dots\int_{-\infty}^{\infty} w(x,\ y,\ t)\times$$
$$\times\log\frac{w(x,\ y,\ t)}{w(x,\ t)\,w(y,\ t)}Dx(t)\,Dy(t), \tag{I.53}$$

где $w(x,\ y,\ t)=w(x_1,\ \dots,\ x_n,\ y_1,\ \dots,\ y_n,\ t)$ — взаимная плотность распределения вероятностей с учетом свойств измерительного устройства;

$w(x,\ t)$ — плотность распределения вероятностей источника, $w(y,\ t)$ — плотность распределения вероятностей на выходе измерительного устройства, $D(\cdot,\ t)=d_1(\cdot,\ t)\dots d_n(\cdot,\ t)$. Определяемая выражением (I.53) информация, которую можно получить от источника (объекта) с помощью измерительного устройства, полностью

учитывает всю тонкость структуры измеряемого случайного процесса и все особенности характеристик измерительного устройства, описываемых, в общем случае, многомерными плотностями распределения вероятностей.

6. ИНФОРМАТИВНОСТЬ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Определенная в соответствии с выражением (I.53) информация является интегральной величиной, которая может быть получена за рассматриваемый период измерения. Однако такая мера информации является неудобной при исследовании и проектировании измерительных устройств, поскольку при конечном периоде измерения средняя информация может сильно отличаться от реального текущего ее значения. С уменьшением интервала измерения среднее количество информации будет приближаться к ее текущему значению. Переходя к пределу, для малого интервала времени получим информационную способность измерительного устройства. Поскольку информационная способность, по существу, определяет информативность измерительного устройства, в дальнейшем в качестве информационной характеристики измерительного устройства примем информативность. Как показано ниже, для такого выбора имеется достаточно оснований. Для получения аналитического выражения информативности измерительного устройства перепишем выражение (I.52) с учетом равенства $w(y_i, x_j) = w(x_j)\,w(y_i \mid x_i)$, в виде

$$\mathfrak{I}(Y, X) = \sum_{i=1}^{m} \sum_{j=1}^{n} p(x_j)\, p(y_i \mid x_j) \log \frac{p(y_i \mid x_j)}{p(y_i)}. \tag{I.54}$$

Суммируя в выражении (I.54) по всем j, получим

$$\mathfrak{I}(Y, X) = \sum_{i=1}^{m} p(y_i \mid y_j) \log \frac{p(y_i \mid x_j)}{p(y_i)}. \tag{I.55}$$

Удельная информация, соответствующая одному значению y_i относительно x_j, равна

$$\mathfrak{I}(y_i, x_j) = \log \frac{p(y_i \mid x_j)}{p(y_i)}. \tag{1.56}$$

Другому значению $y_к$, относительно x_j, будет соответствовать удельная информация

$$\mathfrak{I}(y_к, x_j) = \log \frac{p(y_к \mid x_j)}{p(y_к)}. \tag{I.57}$$

Очевидно, что информация на выходе измерительного устройства при переходе от значения y_i к значению $y_к$ будет равна

$$\mathfrak{I}(y_i, y_к) = \log \frac{p(y_i \mid x_j)}{p(y_i)} - \log \frac{p(y_к \mid x_j)}{p(y_к)}.$$

Последнее соотношение, с учетом равенств

$$p(y_i \mid x_j)/p(y_i) = p(x_j \mid y_i)/p(x_j)$$

и

$$p(y_к \mid x_j)/p(y_к) = p(x_j \mid y_к)/p(x_j)$$

перепишем в виде

$$\mathfrak{J}(y_i,\ y_к) = \log \frac{p(x_j \mid y_i)}{p(x_j \mid y_к)}. \qquad (I.58)$$

Аналогичное уравнение можно получить и для любой другой пары значений измерительного сигнала, поэтому, учитывая альтернативу $\sum_1^i p(y_i) = 1$ или $\sum_к^n p(y_к) = 1$, получим

$$\mathfrak{J}(y_i,\ y_к) = \sum^n (p(y_i) - p(y_к)) \log \frac{p(x_j \mid y_i)}{p(x_j \mid y_к)}. \qquad (I.59)$$

Переходя к пределу, соответствующему непрерывному измерению, получим окончательное выражение для информативности измерительного устройства в виде

$$\dot{\mathfrak{J}}(Y_{\theta,\theta+\Delta\theta}) = \frac{\partial}{\partial t} \int_{-\infty}^{\infty} \ldots \int_{-\infty}^{\infty} (w(Y,\ \theta) -$$

$$- w(Y,\ \theta + \Delta\theta)) \log \frac{w(Y\theta)}{w(Y,\ \theta + \Delta\theta)} D(Y), \qquad (I.60)$$

где $\theta = (\theta_1,\ \theta_2,\ \ldots,\ \theta_n)$ — n-мерный параметр распределения выходного сигнала измерительного устройства, w, $(Y,\ \theta)$ — плотность распределения, $D(y) = dy_1 dy_2 \ldots dy_n$.

Разложим в выражении (I.60) первый множитель под интегралом в ряд Тэйлора по параметру θ. Далее, сохраняя только члены не выше второго порядка, после преобразований получим

$$\dot{\mathfrak{J}}(Y,\ \theta) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n} \sum_{j=1}^{n} M \left[\frac{\partial \log w(Y,\ \theta)}{\partial \theta_i} - \frac{\partial^2 \log w(Y,\ \theta)}{\partial \theta_i\, \partial t} + \right.$$

$$\left. + \frac{\partial \log w(Y,\ \theta)}{\partial \theta_j} \cdot \frac{\partial^2 \log w(Y,\ \theta)}{\partial \theta_j\, \partial t} \right] \Delta\theta_i \Delta\theta_j =$$

$$= \sum_{i=1}^{n} \sum_{j=1} M[I(Y,\ \theta)]\, \Delta\theta_i\, \Delta\theta_j, \qquad (I.61)$$

где M_1— операция математического ожидания,

$$I(Y,\ \theta) = \frac{1}{w^2(Y,\ \theta)} \left\{ \frac{\partial w(Y,\ \theta)}{\partial \theta_i} \left(\frac{\partial^2 w(Y,\ \theta)}{\partial \theta_i\, \partial t} - \frac{1}{w(Y,\ \theta)} \cdot \frac{\partial w(Y,\ \theta)}{\partial \theta} \times \right.\right.$$

$$\left.\left. \times \frac{\partial w(Y,\ \theta)}{\partial t} \right) + \frac{\partial w(Y,\ \theta)}{\partial \theta_j} \left(\frac{\partial^2 w(Y,\ \theta)}{\partial \theta_j\, \partial t} - \frac{1}{w(Y,\ \theta)} \cdot \frac{\partial w(Y,\ \theta)}{\partial \theta_j} \cdot \frac{\partial w(Y,\ \theta)}{\partial t} \right) \right\}, \qquad (I.62)$$

— матрица информативности, положительно определенная для всех $\theta \in \Theta$.

Как следует из выражения (I.62), информативность является учитывающим всю тонкость статистической структуры случайного процесса аналогом характеристики мощности сигнала измерительного устройства. Действительно, на основании известного неравенства Буняковского — Шварца для несмещенных оценок параметра θ одномерного распределения из выражения (I.61) получим

$$\mathfrak{I}(\theta) \geqslant \left[M\left\{\frac{\partial}{\partial t}(\hat{\theta})^2\right\}\right]^{-1}. \quad (I.63)$$

Отсюда следует, что информативность определяет нижнюю границу динамической точности стохастического процесса. Знак равенства достигается только при эффективной оценке. При функционировании измерительного устройства условное распределение изменяется во времени, поэтому и информативность такого устройства будет являться функцией времени. Информативность как функцию времени, с учетом выражения (I.61), получим в виде

$$\mathfrak{I}(Y, \theta, t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n} \sum_{j=1}^{n} M\,[J(Y, \theta, t)]\,\Delta\theta_i(t)\,\Delta\theta_j(t),$$
$$i, j = 1, \ldots, \kappa. \quad (I.64)$$

где $J(Y, \theta, t)$ — нестационарная матрица информативности измерительного устройства, равная

$$\mathfrak{I}(Y, \theta, t) = \frac{1}{w^2(Y, \theta, t)} \left\{ \frac{\partial w(Y, \theta, t)}{\partial \theta_i(t)} \left(\frac{\partial^2 w(Y, \theta, t)}{\partial \theta_i(t)\,\partial t} - \frac{1}{w(Y, \theta, t)} \times \right.\right.$$
$$\times \left. \frac{\partial w(Y, \theta, t)}{\partial \theta_i(t)} \cdot \frac{\partial w(Y, \theta, t)}{\partial t} \right) + \frac{\partial w(Y, \theta, t)}{\partial \theta_j(t)} \left(\frac{\partial^2 w(Y, \theta, t)}{\partial \theta_j(t)\,\partial t} - \right.$$
$$\left.\left. - \frac{1}{w(Y, \theta, t)} \cdot \frac{\partial w(Y, \theta, t)}{\partial \theta_j(t)} \cdot \frac{\partial w(Y, \theta, t)}{\partial t} \right) \right\}. \quad (I.65)$$

Предыдущее изложение относилось к теории информативности измерительных устройств, характеризуемых одной случайной величиной. Эти рассуждения легко могут быть обобщены и на многомерную систему. В процессе эскизного проектирования измерительного устройства предварительную оценку информативности можно получить, используя в качестве первого приближения средние значения элементов матрицы информативности, т. е. при усреднении $\overline{\theta_i \theta_j}$. Можно также использовать формулу для приближенной оценки неизвестной плотности распределения $w(\psi_1, \ldots, \psi_n)$ с компонентами j-го вектора, если при $j \neq \kappa$ ψ_j и ψ_κ независимы:

$$\hat{w}(\psi_1, \ldots, \psi_n) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} \prod_{j}^{\kappa} \frac{1}{f_j(n)} K_j \left(\frac{\psi_f - \psi_{ji}}{f_j(n)} \right), \quad (I.66)$$

где $K_j(z)$ — ядро аппроксимации должно удовлетворять условиям:

$$0 < K_j(z) < \infty; \quad \lim_{z \to \pm\infty} zK_j(z) = 0; \quad (I.67)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} K_j(z)\,dz = 1, \quad \lim f_j(n) = 0,$$

$f(n)$ — в силу возможности факторизации функции распределения, зависит только от выборочных значений $\psi_1, \ldots, \psi_n$. В частности, для одномерного случая (рис. I.9) ядро выбиралось как гауссово. Когда неизвестными являются параметры распределения

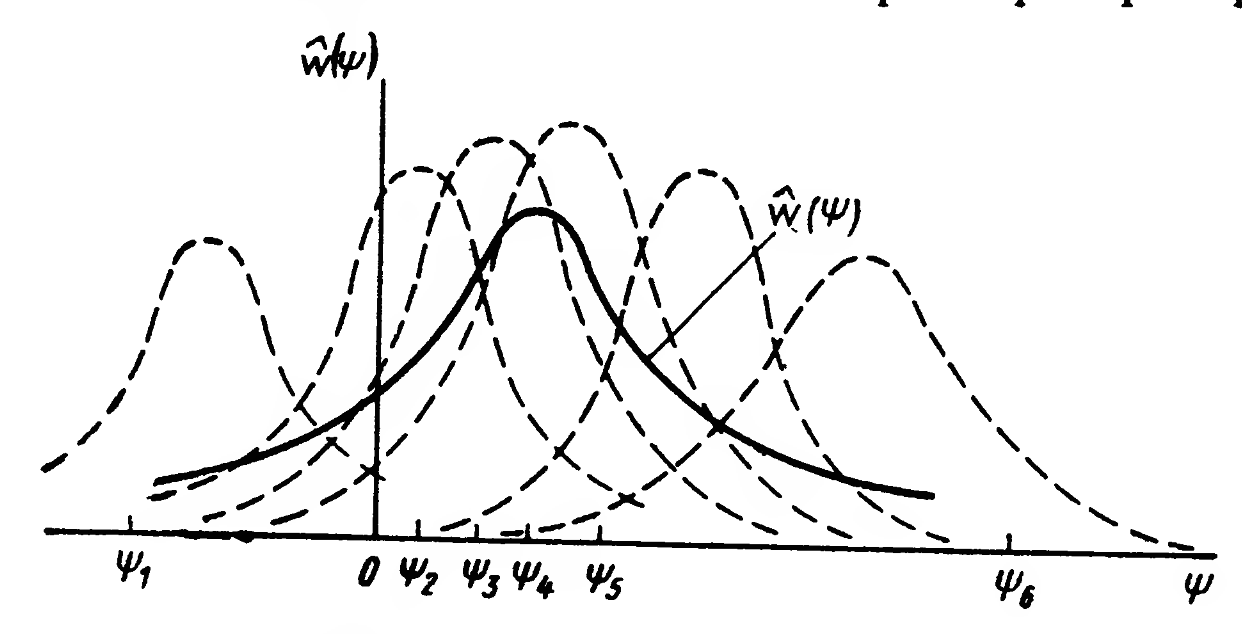


Рис. I.9. Выбор оценки функции распределения:
ψ — случайная величина, $w(\psi)$ — плотность вероятностей

$\hat{w}(\psi_1, \ldots, \psi_n; \theta)$, возможно использовать их оценки, полученные по выборочным значениям. Так, для оценки функции нормального распределения можно применить формулу

$$\hat{w}(\psi) = \left[\sqrt{2\pi}\,\hat{\sigma}\right]^{-1} \exp\left[-\frac{(\psi - \hat{\psi}_0)^2}{2\hat{\sigma}^2}\right], \tag{I.68}$$

где выборочное среднее значение определяется по формуле

$$\hat{\psi}_0 = f_1(\psi_1, \ldots, \psi_n) = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} \psi_i, \tag{I.69}$$

а выборочная дисперсия после умножения на $n/(n-1)$ будет

$$\hat{\sigma}^2 = f_2(\psi_1, \ldots, \psi_n) = \frac{1}{n-1}\sum_{i=1}^{n} (\psi_i - \hat{\psi}_0)^2. \tag{I.70}$$

7. ОЦЕНКА ИНФОРМАТИВНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Ранее было показано, что для полного определения характеристики измерительного устройства необходимо знание матрицы информативности. Значения элементов матрицы информативности (I.62) могут быть получены обработкой экспериментальных данных. Они могут быть вычислены также аналитически с использованием, например, формулы (I.66). При эскизном проектировании измерительного устройства задача определения матрицы информативности может быть упрощена, если воспользоваться асимптотической формулой (I.68), характеризующей реальный закон распределения тем точнее, чем больше величина отношения полезной составляющей измеряемого процесса к помехе. Поскольку при этом закон распределения приближается к нормальному, для многих практических задач является достаточным ограничить приводимое ниже

рассмотрение примерами вычисления матрицы информативности двумерных распределений.

Неизвестное распределение однопараметрового случайного процесса — источника информации в первом приближении можно оценить как экспоненциальное. Для этого случая будем иметь плотность распределения

$$w_1(x,\ \theta(t)) = \theta^{-1}(t) \exp[-x(t)\theta^{-1}(t)], \tag{I.71}$$

где $\Theta\ (t)$ — среднее значение случайного измеряемого процесса, $\Theta^2\ (t)$ — его дисперсия.

Оценка выборочного среднего определяется суммой всех выборочных значений по формуле

$$\hat{\theta}_n(t) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} x_i(t). \tag{I.72}$$

Следовательно, плотность распределения измеряемой последовательности размером n будет равна

$$w_n(x_1, \ldots, x_n/\theta(t)) = \theta^{-n}(t) \exp\left[-\frac{1}{\theta} \sum_{i=1}^{n} x_i(t)\right]. \tag{I.73}$$

Для распределения (I.71) информативность в соответствии с выражением (I.61)

$$\mathfrak{J}_n(\theta,\ (t)) = -\frac{\partial}{\partial t} Mn\left\{\left[\frac{\partial}{\partial\theta} \ln w_1(x,\ \theta,\ t)\right]^2\right\} =$$
$$= -\frac{\partial}{\partial t} n \int_0^\infty \left[\frac{\partial}{\partial\theta} \ln w_1(x,\ \theta,\ t)\right]^2 w_1(x,\ \theta,\ t)\, dx =$$
$$= -\frac{\partial}{\partial t} n \int_0^\infty \left[\frac{\partial}{\partial\theta} \ln(\theta^{-1}(t) \exp[-x(t)\theta^{-1}(t)]^2) \times\right.$$
$$\times \theta^{-1}(t) \exp[-x(t)\theta^{-1}(t)]\, dx =$$
$$= -\frac{\partial}{\partial t} n \left\{\theta^{-4}(t) \int_0^\infty [\theta(t) - x(t)]^2 \theta^{-1}(t) \exp[-x(t)\theta^{-1}(t)]\, dx\right\} = \frac{2n}{\theta^3(t)}. \tag{I.74}$$

Для объектов, выходные сигналы которых характеризуются большими значениями регулярной и полезной случайной составляющих, в качестве исходного можно принять гауссово нестационарное распределение:

$$w_x(x_0,\ \sigma^2,\ t) = [2\pi\sigma^2(t)]^{-n/2} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2(t)} \sum_{i=1}^{n} [x_i(t) - x_0(t)]^2\right\}, \tag{I.75}$$

параметрами которого являются:

а) среднее значение случайного процесса

$$\hat{x}_0(t) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} x_i(t), \tag{I.76}$$

б) дисперсия

$$\hat{\sigma}^2(t) = \frac{1}{n-1}\sum_{i=1}^{n}[x_i(t) - \hat{x}_0(t)]^2. \qquad (I.77)$$

Элементы матрицы информативности для этого распределения определим на основании формулы (I.61):

$$\begin{aligned}
&\dot{\mathfrak{I}}_{(1,1)}[x_0, \sigma^2, t] = -\frac{\partial}{\partial t} M\left\{\left[\frac{\partial}{\partial x_0}\ln\left(\frac{1}{2\pi\sigma^2(t)^{n/2}}\exp\times\right.\right.\right.\\
&\times\left.\left.\left.\left[-\frac{1}{2\sigma^2(t)}\sum_{i=1}^{n}[x_i(t) - x_0(t)]^2\right]\right)\right]^2\right\} = -\frac{\partial}{\partial t} M\left\{-\frac{\partial}{\partial x_0}\left[-\frac{1}{2\sigma^2(t)}\times\right.\right.\\
&\times\left.\left.\sum_{i=1}^{n}[x_i(t) - x_0(t^2)]\right]^2\right\} = -\frac{\partial}{\partial t} M\left\{-\frac{\partial}{\partial x_0}\cdot\frac{1}{\sigma^4(t)}\times\right.\\
&\times\left.\left[\sum_{i=1}^{n}[x_i(t) - x_0(t)]^2\right\} = -\frac{\partial}{\partial t} M\left[\frac{n\sigma^2(t)}{\sigma^4(t)}\right] = \frac{2n}{\sigma^3(t)};\\
&\dot{\mathfrak{I}}_{(\hat{1},2)}[x_0, \sigma^2, t) = \dot{\mathfrak{I}}_{(2,\hat{1})}(x_0, \sigma^2, t) = -\frac{\partial}{\partial t}\left\{M\left(\frac{\partial}{\partial x_0}\ln[2\pi\sigma^2(t)]^{-n/2}\times\right.\right.\\
&\times\exp\left[-[2\sigma^2(t)]^{-1}\sum_{i=1}^{n}[x_i(t) - x_0(t)]^2\right]\frac{\partial}{\partial\sigma^2}\ln[2\pi\sigma^2(t)]^{-n/2}\times\\
&\times\left.\left.\exp\left[-[2\sigma^2(t)]^{-1}\sum_{i=1}^{n}[x_i(t) - x_0(t)]^2\right]\right)\right\} = -\frac{\partial}{\partial t}\left\{M\left[\frac{\partial}{\partial x_0}\times\right.\right.\\
&\times\left(-[2\sigma^2(t)]^{-1}\sum_{i=1}^{n}[x_i(t) - x_0(t)]^2\right)\frac{\partial}{\partial\sigma^2}\left(-[2\sigma^2(t)]^{-1}\times\right.\\
&\times\left.\left.\left.\sum_{i=1}^{n}[x_i(t) - x_0(t)]^2\right)\right]\right\} = -\frac{\partial}{\partial t}\left\{M\sigma^{-2}(t)\sum_{i=1}^{n}[x_i(t) - x_0(t)]\times\right.\\
&\times\left.\left[[2\sigma^4(t)]^{-1}\sum_{i=1}^{n}[x_i(t) - x_0(t)]^2 - n[2\sigma^2(t)]^{-1}\right]\right\} = 0;\\
&\dot{\mathfrak{I}}_{(2,2)}(x_0, \sigma^2, t) = -\frac{\partial}{\partial t}\left\{M\left[\frac{\partial}{\partial\sigma^2}\left(\ln[2\pi\sigma^2(t)]^{-n/2}\times\right.\right.\right.\\
&\times\left.\left.\exp\left[-[2\sigma^2(t)]^{-1}\sum_{i=1}^{n}[x_i(t) - x_0(t)]^2\right]\right)\right]^2 = -\frac{\partial}{\partial t}\times\\
&\times\left\{M\left[[2\sigma^4(t)]^{-1}\sum_{i=1}^{n}[x_i(t) - x_0(t)]^2 - n[2\sigma^2(t)]^{-1}\right]\right\} = \frac{2n}{\sigma^5(t)}.
\end{aligned} \qquad (I.78)$$

Составим из найденных значений элементов матрицу информативности

$$I = \begin{Vmatrix} \frac{2n}{\sigma^3(t)} & 0 \\ 0 & \frac{2n}{\sigma^5(t)} \end{Vmatrix}. \qquad (I.79)$$

Матрица (I.79) является положительно определенной. Соответствующий обобщенной информативности детерминант матрицы

$$\det I = \frac{4n^2}{\sigma^8(t)} > 0. \qquad (I.80)$$

Геометрическим представлением области информативности в данном случае может служить эллипсоид (рис. I.10), описываемый положительно определенной квадратичной формой, отвечающей матрице (I.79),

$$\sum_{\kappa=1}^{2} \frac{v_\kappa^2}{\lambda_\kappa} = \frac{v_1^2}{2n/\sigma^3(t)} + \frac{v_2^2}{2n/\sigma^5(t)} = 1. \qquad (I.81)$$

Оси κ-мерных эллипсоидов (I.81) пропорциональны характеристическим числам $\lambda_\kappa^{-1/2}$, представляющим собой решения уравнения:

$$|I - \lambda I| = 0, \qquad (I.82)$$

где I — единичная матрица.

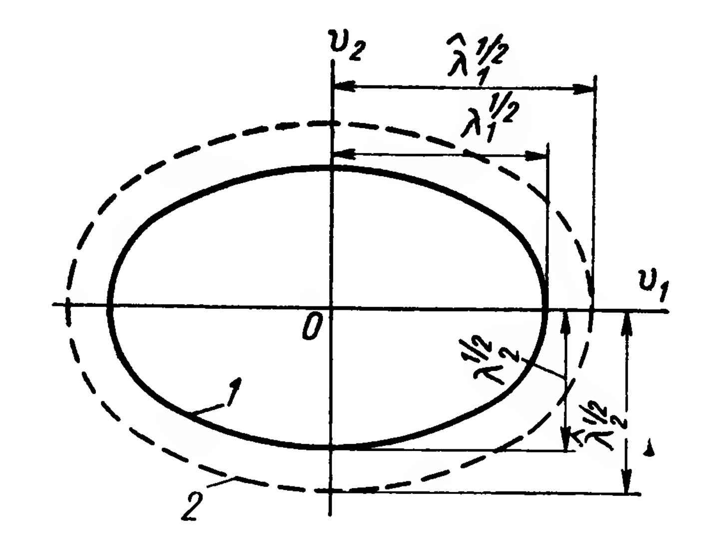


Рис. I.10. Эллипсоид информативности:

1 — эллипсоид истинной информативности; 2 — эллипсоид оценок информативности

Эллипсоид, построенный для оценок информативности, по отношению к эллипсоиду, изображенному на рис. 1.10, будет являться внешним, поскольку он не будет соответствовать совместно эффективным параметрическим оценкам измеряемого процесса.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Большаков И. А.** Выделение потока сигналов из шума. М., изд-во «Советское Радио», 1969, 464 с.

2. **Браславский Д. А., Логунов С. С., Пельпор Д. С.** Авиационные приборы. М., изд-во «Машиностроение», 1964, 740 с.

3. **Бриллюэн Л.** Наука и теория информации, ГИФМЛ, 1960, 392 с.

4. **Вентцель Е. С.** Теория вероятностей. М., изд-во «Наука», 1964, 576 с.

5. **Консидайн Д., Росс С.** Справочник по прикладной измерительной технике, М., изд-во «Энергия», 1968, 624 с.

6. **Кульбак С.** Теория информации и статистика, М., изд-во «Наука», 1967, 408 с.

7. **Миддлтон Д.** Введение в статистическую теорию связи, М., изд-во «Советское Радио», 1961, 575 с.

8. **Основы** автоматического регулирования, том II, Элементы систем автоматического регулирования под ред. В. В. Солодовникова, М., Машгиз, 1959, ч. I, 723 с.

9. **Рао С. Р.** Линейные статические методы и их применение. М., изд-во «Наука», 1968, 547 с.

10. **Рузский Ю. Е.** Теория информации и вопросы управления. М., изд. МАИ, 1973, 253 с.

11. **Солодовников В. В.** Кибернетика, автоматика, вычислительная техника и комплексная автоматизация производства. М., НТО ПРИБОРПРОМ, 1962, 28 с.

12. **Харкевич А. А.** Очерки общей теории связи. М., Гостехиздат, 1955, 275 с.

13. **Шеннон К.** Работы по теории информации и кибернетике. М., изд-во Иностр. лит., 1963, 829 с.

ГЛАВА II

УСТРОЙСТВА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

При рассмотрении параметров электрических цепей применительно к задачам автоматического регулирования и управления будем исходить из математических моделей в форме дифференциальных уравнений. При этом измеряемыми величинами могут быть напряжения, токи, активные сопротивления, емкости, индуктивности, частоты, фазы и различные параметры диэлектрических и ферромагнитных материалов. В отдельных случаях в математических моделях используются вместо напряжений и токов величины магнитных потоков и электрических зарядов.

В системах автоматического регулирования и управления указанные параметры цепей и процессов обычно рассматриваются как функции времени, но иногда, кроме временно́й зависимости, используются и спектральные свойства отдельных измеряемых величин.

Изменение параметров электрических цепей и процессов часто носит случайный характер. Общепринятый метод описания процессов с параметрами, информация о которых не является полной, строится на использовании вероятностных представлений. Случайно изменяющиеся параметры характеризуются различными средними величинами и функциями, например моментами, корреляционной и характеристической функциями, энтропией и спектральными зависимостями. Устройства для измерений параметров случайных функций составляют большую самостоятельную область и в данной главе не рассматриваются.

Устройства для измерения величин активных сопротивлений R, индуктивностей L и емкостей C достаточно часто применяются в системах автоматического регулирования. Это определяется тем, что во многих случаях требуется управлять величиной данных параметров, а также и тем, что многие параметры неэлектрических процессов и систем однозначно связаны с одним из параметров электрических процессов и управление величиной неэлектрического параметра производится в соответствии с величиной используемого параметра электрической цепи. Например, изменение температуры создает изменение активного сопротивления медной проволоки и регулирование температуры какого-либо процесса может производиться по величине сопротивления.

Устройства для измерения параметров R, L и C обычно создаются на основе использования электрических мостиковых или дифференциальных схем. Такие схемы позволяют в ряде случаев нейтрализовать влияние добавочных внешних воздействий (помех) и получить более высокую точность в определении параметров.

1. МОСТОВЫЕ СХЕМЫ

Мосты Уитстона. Наиболее часто используемой мостовой схемой является мост Уитстона, показанный на рис. II.1, *а*, *б*.

В мостовых схемах для измерения величин R, L и C обычно используется эффект изменения выходного напряжения u_5 или тока i_5, создаваемый от изменения параметров $z_к$ одного или двух плеч моста.

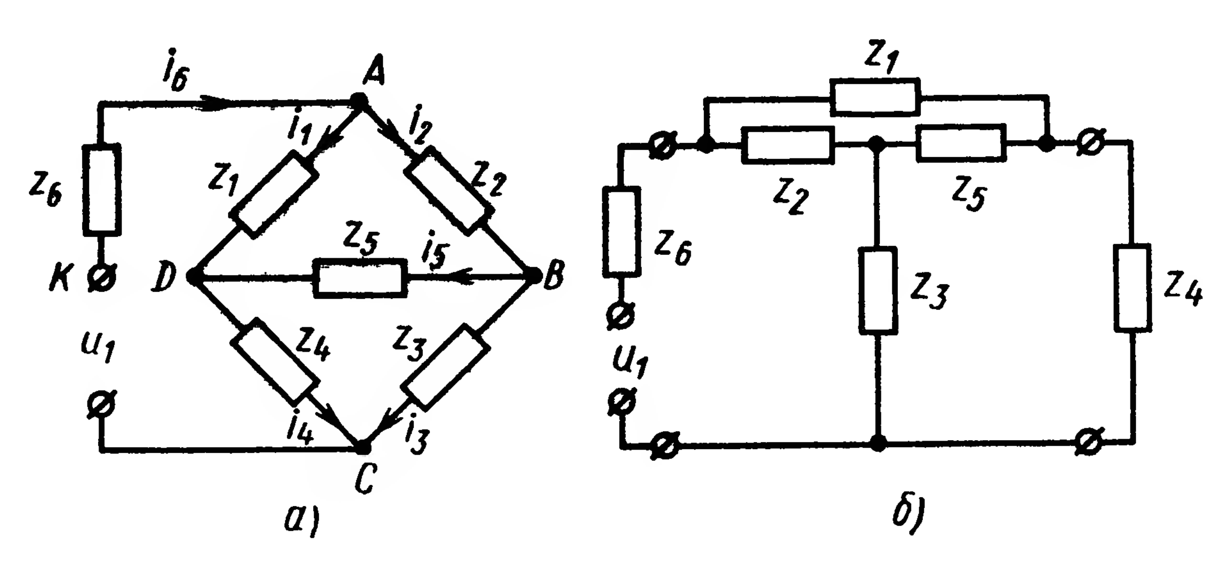


Рис. II.1. Мост Уитстона:

а — схема моста; *б* — эквивалентная схема

Характерными свойствами различных мостовых схем является инвариантность выходного тока или напряжения по отношению к некоторым внешним и внутренним помехам. Она определяется наличием у мостов компенсационных свойств по отношению к некоторым дополнительным воздействиям, что, в свою очередь, является свойством мостовых цепей.

В общем случае мостовые схемы при изменении параметров его плеч следует рассматривать как преобразователи энергии. При этом энергия подводится к мосту как от источников электрической энергии, питающих мост, так и от источников энергии, создающих изменение параметров моста. Процессы, протекающие в отдельных цепях мостов, достаточно точно могут быть описаны дифференциальными уравнениями с переменными параметрами. Однако исследование таких математических моделей представляет большие трудности.

Для упрощения режимов работы мостов и их расчетов в инженерной практике принято параметры мостов $z_к$ выбирать так, чтобы переходные процессы, определяемые источником питания моста, происходили значительно быстрее, чем изменение параметров $z_к$, т. е. чтобы энергия, привносимая в систему от изменения парамет-

ров, была мала по сравнению с энергией источника, питающего мост, и не приводила к заметному возмущению системы. В этом случае мост может рассматриваться как система с «замороженными» коэффициентами, математической моделью которой могут быть дифференциальные уравнения с постоянными параметрами. Решение задачи еще более упрощается, если напряжение питания моста стабилизировано. В этом случае, как известно, процессы в мостовых схемах описываются алгебраическими уравнениями.

При рассмотрении мостов следует также учитывать, что зависимость выходного напряжения или тока от изменяющегося параметра моста обычно описывается направленной характеристикой, например изменение параметра моста $z_к$ создает изменение выходного напряжения u_5, а изменение напряжения на выходе от какого-либо источника обычно не изменяет параметра $z_к$.

Величина тока в измерительной диагонали моста i_5 при постоянных параметрах моста и при нулевых начальных условиях может быть найдена из уравнений контуров $ABCDK$, ABD, BCD и уравнений токов в точках A, B и D.

Используя преобразование Фурье, уравнения в форме изображений будут:

$$\left.\begin{aligned} &z_2I_2+z_5I_5+z_4I_4=E-z_6I_6;\\ &z_2I_2+z_5I_5-z_1I_1=0;\\ &z_3I_3-z_4I_4-z_5I_5=0;\\ &I_6=I_1+I_2;\\ &I_2=I_3+I_5;\\ &I_4=I_1+I_5, \end{aligned}\right\} \qquad (II.1)$$

где

$$z_к=jL_к\omega+R_к+\frac{1}{C_кj\omega}.$$

Решая данную систему уравнений, получим

$$I_5(j\omega)=\frac{z_2z_4-z_1z_3}{N}U_1(j\omega), \qquad (II.2)$$

где

$$N=z_5(z_1+z_4)(z_2+z_3)+z_6(z_1+z_2)(z_3+z_4)+$$
$$+z_1z_4(z_2+z_3)+z_2z_3(z_1+z_4)+z_5z_6(z_1+z_2+z_3+z_4).$$

С помощью обратного преобразования Фурье найдем $i_5(t)$. Подчеркнем еще раз, что уравнения (II.1) и (II.2) действительны лишь при медленном изменении параметров $z_к$ относительно переходного процесса в цепи.

При питании моста стабилизированным напряжением переменного тока, если $u_1(t)=u_0\sin\omega t$, то в установившемся режиме ток

$i_5(t)$ также будет изменяться по гармоническому закону, и $z_к$ принимают форму комплексных сопротивлений. Если же мост питать стабилизированным напряжением постоянного тока, то в установившемся режиме $z_к$ будут представлять собой активные сопротивления.

Из выражения (II.2) видно, что ток i_5 в измерительной диагонали моста является нелинейной функцией $z_к$.

Если мост соединяется с другими электрическими схемами, то его удобно рассматривать в форме четырехполюсника и характеризовать соответствующими функциональными соотношениями. При

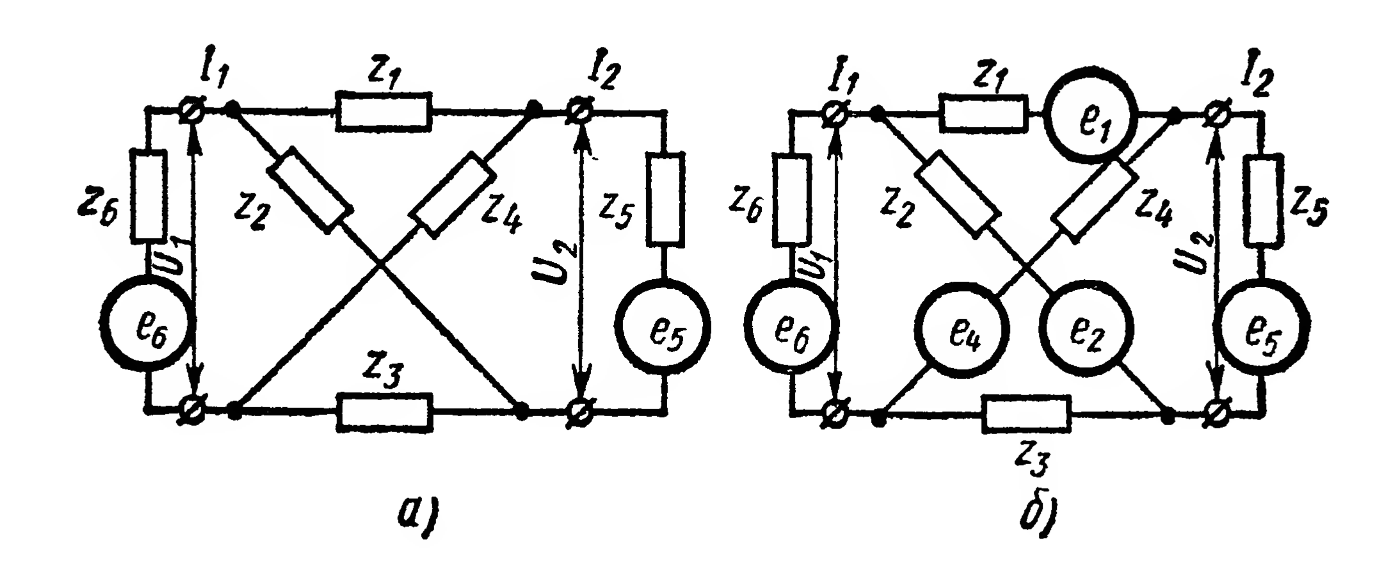


Рис. II.2. Схемы моста Уитстона в виде четырехполюсников:

а — пассивного; *б* — активного

равенстве токов в ветвях четырехполюсников, находящихся на одной стороне (при отсутствии продольных уравнительных токов), для пассивного моста Уитстона, изображенного на рис. II.2, *а*, имеют место следующие соотношения, написанные в форме Z:

$$U_1 = \frac{(z_1+z_4)(z_2+z_3)}{z_1+z_2+z_3+z_4} I_1 - \frac{z_2 z_4 - z_1 z_3}{z_1+z_2+z_3+z_4} I_2;$$

$$U_2 = \frac{z_2 z_4 - z_1 z_3}{z_1+z_2+z_3+z_4} I_1 - \frac{(z_1+z_2)(z_3+z_4)}{z_1+z_2+z_3+z_4} I_2,$$

или в матричном представлении

$$\begin{Vmatrix} U_1 \\ U_2 \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{Vmatrix} \begin{Vmatrix} I_1 \\ I_2 \end{Vmatrix} =$$

$$= \frac{1}{z_1+z_2+z_3+z_4} \begin{Vmatrix} (z_1+z_4)(z_2+z_3) & -(z_2 z_4 - z_1 z_3) \\ z_2 z_4 - z_1 z_3 & -(z_1+z_2)(z_3+z_4) \end{Vmatrix} \begin{Vmatrix} I_1 \\ I_2 \end{Vmatrix} \quad (II.3)$$

Часто употребляются также формы Y, F и A

$$\begin{Vmatrix} I_1 \\ I_2 \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{Vmatrix} \begin{Vmatrix} U_1 \\ U_2 \end{Vmatrix} =$$

$$= \frac{1}{z_1 z_4 (z_2 + z_3) + z_2 z_3 (z_1 + z_4)} \begin{Vmatrix} (z_1 + z_2)(z_3 + z_4) & -(z_2 z_4 - z_1 z_3) \\ z_2 z_4 - z_1 z_3 & -(z_1 + z_4)(z_2 + z_3) \end{Vmatrix} \begin{Vmatrix} U_1 \\ U_2 \end{Vmatrix} \tag{II.4}$$

$$\begin{Vmatrix} U_2 \\ I_1 \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \end{Vmatrix} \begin{Vmatrix} U_1 \\ I_2 \end{Vmatrix} =$$

$$= \frac{1}{(z_1 + z_2)(z_2 + z_3)} \begin{Vmatrix} z_2 z_4 - z_1 z_3 & z_1 z_4 (z_2 + z_3) + z_2 z_3 (z_1 + z_4) \\ z_1 + z_2 + z_3 + z_4 & z_2 z_4 - z_1 z_3 \end{Vmatrix} \begin{Vmatrix} U_1 \\ I_2 \end{Vmatrix} \tag{II.5}$$

$$\begin{Vmatrix} U_1 \\ I_1 \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{Vmatrix} \begin{Vmatrix} U_2 \\ I_2 \end{Vmatrix} =$$

$$= \frac{1}{z_2 z_4 - z_1 z_3} \begin{Vmatrix} (z_1 + z_4)(z_2 + z_3) & z_1 z_4 (z_2 + z_3) + z_2 z_3 (z_1 + z_4) \\ z_1 + z_2 + z_3 + z_4 & (z_1 + z_2)(z_3 + z_4) \end{Vmatrix} \begin{Vmatrix} U_2 \\ I_2 \end{Vmatrix} \tag{II.6}$$

Такое описание схемы моста Уитстона позволяет достаточно просто определять характеристики объединенной схемы, если к мосту присоединяется другая схема, представленная также в виде четырехполюсника. Если имеют место продольные уравнительные токи, то при соединении четырехполюсников необходимо использовать функциональные соотношения в более полной форме.

Достаточно часто к выходу мостовых схем присоединяется усилитель, входное сопротивление которого значительно превышает сопротивления плеч моста. В этом случае можно положить, что ток $I_2 = 0$ и ищется зависимость выходного напряжения U_2 от параметров моста и дополнительных воздействий на него. С этой целью удобно воспользоваться функциональными соотношениями, описывающими мост Уитстона в форме F. Для того чтобы выявить влияние на мостовую схему помех, рассмотрим схему моста Уитстона с источниками электродвижущих сил e_i в его плечах (рис. II.2, *б*).

Функциональные соотношения активного четырехполюсника в форме F при отсутствии уравнительных токов, как известно, имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} U_2 &= f_{11} U_1 + f_{12} I_2 + e_f; \\ I_1 &= f_{21} U_1 + f_{22} I_2 + i_f. \end{aligned} \right\} \tag{II.7}$$

Последние соотношения, написанные применительно к четырехполюснику, изображенному на схеме рис. II.2, *б*, имеют вид:

$$\left.\begin{aligned} U_2 = {} & \frac{z_2z_4 - z_1z_3}{(z_1+z_4)(z_2+z_3)}U_1 + \frac{z_1z_4(z_2+z_3) + z_2z_3(z_1+z_4)}{(z_1+z_4)(z_2+z_3)}I_2 + \\ & + \frac{z_4e_1 - z_1e_4}{z_1+z_4} + \frac{z_3e_2 - z_2e_3}{z_2+z_3}; \\ I_1 = {} & \frac{z_1+z_2+z_3+z_4}{(z_1+z_4)(z_2+z_3)}U_1 + \frac{z_2z_4 - z_1z_3}{(z_1+z_4)(z_2+z_3)}I_2 + \frac{e_1+e_4}{z_1+z_4} - \frac{e_2+e_3}{z_2+z_3}, \end{aligned}\right\} \quad (II.8)$$

где последние два члена характеризуют эффекты, создаваемые электродвижущими силами e_i.

При $I_2 = 0$ выходное напряжение моста, как это видно из соотношения (II.8), будет

$$U_2 = \frac{z_2z_4 - z_1z_3}{(z_1+z_4)(z_2+z_3)}U_1 + \frac{z_4e_1 - z_1e_4}{z_1+z_4} + \frac{z_3e_2 - z_2e_3}{z_2+z_3}. \quad (II.9)$$

При использовании мостовых схем стремятся обеспечить инвариантность выходного напряжения U_2 по отношению к U_1, e_i и z_i.

Условием инвариантности U_2 по отношению к U_1, как это видно из формулы (II.9), является соотношение

$$z_2z_4 - z_1z_3 = 0. \quad (II.10)$$

Как известно, данное соотношение одновременно является условием баланса моста. Таким образом, изменение напряжения питания при выполнении условия (II.10) не создает напряжения на выходных клеммах моста, что очень важно, если напряжение питания моста нестабильно. Конечно, следует учитывать, что при изменении U_1 изменяется чувствительность мостовой схемы.

Рассмотрим условие инвариантности U_2 по отношению к e_i. Если e_i рассматривать как э. д. с., наводимые помехами, то условие их компенсации будет определяться соотношением

$$\frac{z_4e_1 - z_1e_4}{z_1+z_4} + \frac{z_3e_2 - z_2e_3}{z_2+z_3} = 0, \quad (II.11)$$

или

$$(z_4e_1 - z_1e_4)(z_2+z_3) + (z_3e_2 - z_2e_3)(z_1+z_4) = 0. \quad (II.12)$$

Для случая, когда $z_1 = z_4$ и $z_2 = z_3$, выражение (II.12) принимает более простую форму

$$e_1 + e_2 = e_3 + e_4. \quad (II.13)$$

Условие инвариантности U_2 по отношению к помехам, выражаемое соотношением (II.13), справедливо лишь для случая, когда мост находится в равновесии при $z_1 = z_4$, $z_2 = z_3$, т. е. компенсация э. д. с. e_i будет в том случае, когда мост все время работает в режиме баланса.

Условия инвариантности (II.11) и (II.13) по отношению к e_i определяют конструктивное расположение плеч моста по отношению

к источникам помех и условие создания соответствующей экранировки.

Другим важным видом помех в мостовых схемах являются помехи от изменения параметров z_i, вызываемые случайными внешними тепловыми или механическими помехами. Так, например, часто емкости плеч моста изменяются при наличии механических вибраций.

Рассмотрим простейший случай инвариантности U_2 по отношению к изменению параметров z_i за счет помех Δz_{in}, а именно, когда Δz_{in} аддитивны по отношению к z_i и по отношению к изменению z_i, за счет полезного сигнала Δz_{ic}, т. е. предполагаем, что имеет место условие $z_i + \Delta z_{ic} + \Delta z_{in}$. Далее, допустим, что $e_i = 0$, тогда

$$z_1 = z_{01} + z_c + z_{ni}; \quad z_2 = z_{02} + z_{n2}; \quad z_3 = z_{03} + z_{n3};$$

$$z_4 = z_{04} + z_{n4} + z_б,$$

где z_{0i} — начальные значения параметров i-го плеча;

z_c — величина изменения параметра первого плеча за счет воздействия измеряемого процесса;

z_{ni} — величина изменения параметра i-го плеча за счет воздействия помех;

$z_б$ — величина изменения параметра четвертого плеча с целью сохранения баланса моста.

Исследуем режим баланса моста, который будет иметь вид

$$(z_{02} + z_{n2})(z_{04} + z_б + z_{n4}) - (z_{01} + z_c + z_{n1})(z_{03} + z_{n3}) = 0. \quad (II.14)$$

Параметры z_2 и z_3 обычно удается поставить в одинаковые условия работы, поэтому полагаем, что $z_{n2} = z_{n3}$ и $z_{02} = z_{03}$, тогда условие инвариантности (II.14) принимает вид

$$z_{01} + z_c + z_{n1} = z_{04} + z_б + z_{n4}.$$

Полагая $z_{01} = z_{04}$ и $z_б = z_c$, условие инвариантности (II.14) сводим к равенству изменений параметров, вызываемых помехами в первом и четвертом плечах, т. е.

$$z_{n1} = z_{n4}. \quad (II.15)$$

Обратим внимание [см. выражение (II.14)], что если используется дифференциальный способ одновременного изменения параметров z_1 и z_4, то общепринятый метод баланса моста за счет параметров z_2 и z_3 не приводит к компенсации помех z_{n1} и z_{n2} даже в случае их равенства. Если же баланс моста поддерживать за счет изменений параметров z_{01} и z_{04}, то вновь приходим к условию инвариантности, определяемому соотношением (II.15).

В тех случаях, когда помехи не являются аддитивными, условия инвариантности U_2 по отношению к помехам могут иметь значительно более сложные характеристики.

Условия одновременной компенсации помех z_n и e_i определяются соотношением (II.9).

При одновременном наличии помех z_n и e_i часто используются комбинированные методы.

Для уменьшения величин э. д. с. e_i, создаваемых электромагнитными полями, обычно используется экранирование, а помехи z_n, вызываемые, например, тепловыми процессами, уменьшаются путем их компенсации.

На рис. II.3 приведена экранированная и заземленная схема моста Уитстона переменного тока. Конечно, применение экранирования значительно усложняет схему моста главным образом за счет появления добавочных емкостей. На рис. II.4 приведена упрощенная эквивалентная схема моста, изображенного на рис. II.3.

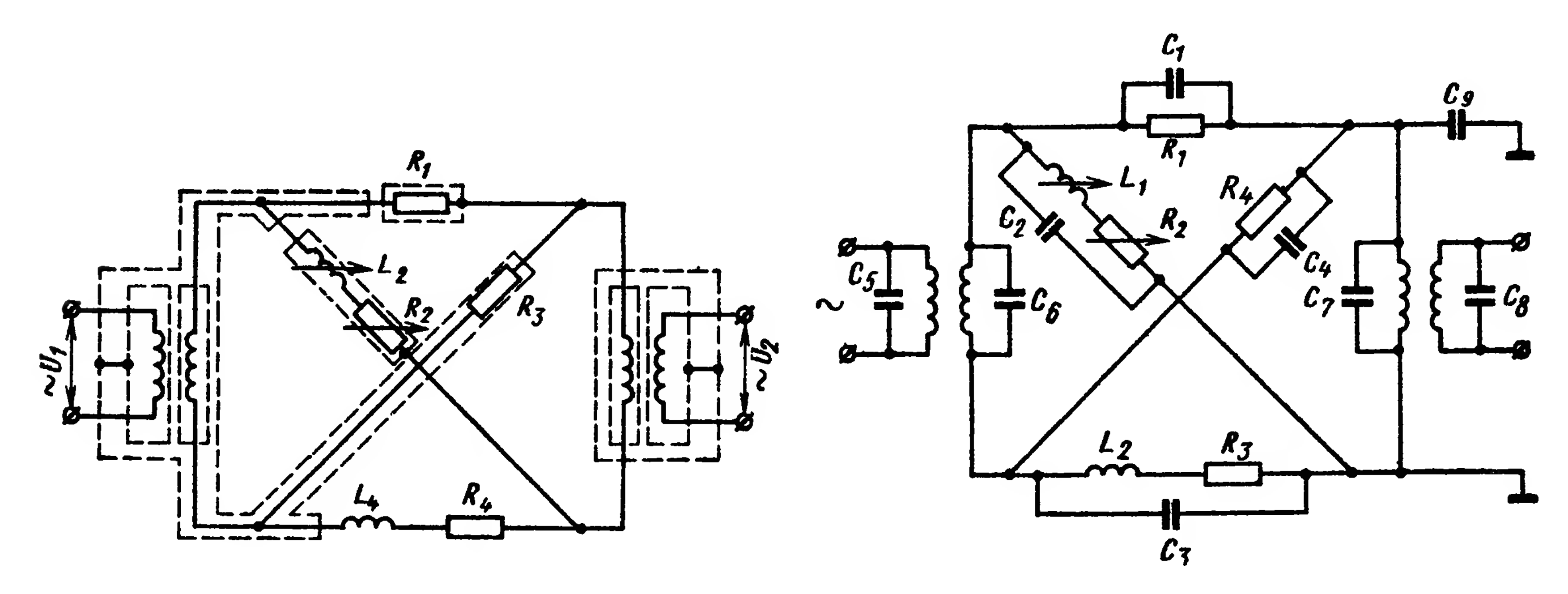


Рис. II.3. Пример схемы экранированного и заземленного моста Уитстона переменного тока

Рис. II.4. Упрощенная эквивалентная схема экранированного и заземленного моста Уитстона, изображенного на рис. II.3

Экранирование ветвей моста может привести к его разбалансу. С целью исключения данного нежелательного явления схему моста балансируют путем введения дополнительных емкостей.

Помехоустойчивость мостовых схем также зависит от мощности используемого преобразователя. Предположим, что преобразователь имеет параметр z_1. Если z_1 имеет большую величину, например в плечо моста включен фотоэлемент или небольшая емкость, то мощности помех, создаваемые э. д. с. e_i, могут быть сравнимы с мощностью преобразователя.

Если же мощность преобразователя значительно превышает мощность помех, то они будут проявляться в меньшей степени. В этом смысле желательно также, чтобы z_5 имело по возможности меньшую величину. Заметим также, что наличие в мосте нелинейных элементов может привести к созданию дополнительных гармоник значительной величины. Это приведет к тому, что мост не будет балансироваться.

Как было отмечено выше, мостовые схемы в большинстве случаев можно рассматривать как безынерционные звенья по отношению к изменяемому параметру. Основной характеристикой моста при таком рассмотрении является его чувствительность.

При большом сопротивлении измерительной диагонали моста ($z_5 \to \infty$), что имеет место, когда к мосту подключен усилитель, его чувствительность $S_u = \frac{\partial U_2}{\partial \varepsilon}$, где $\varepsilon = \frac{\Delta z_i}{z_i}$ — величина, которая может быть найдена из выражения (II.2).

Пусть $\Delta z_i \ll z_i$, тогда максимальная чувствительность мостовой схемы будет при $z_1 = z_4$ и $z_2 = z_3$. При соблюдении данных условий имеет место соотношение

$$U_{2\max} \approx U_1 \frac{\Delta z_i}{4z_i}. \qquad (II.16)$$

При работе моста на гальванометр или на другой преобразователь, имеющий конечное значение z_5, максимальная чувствитель-

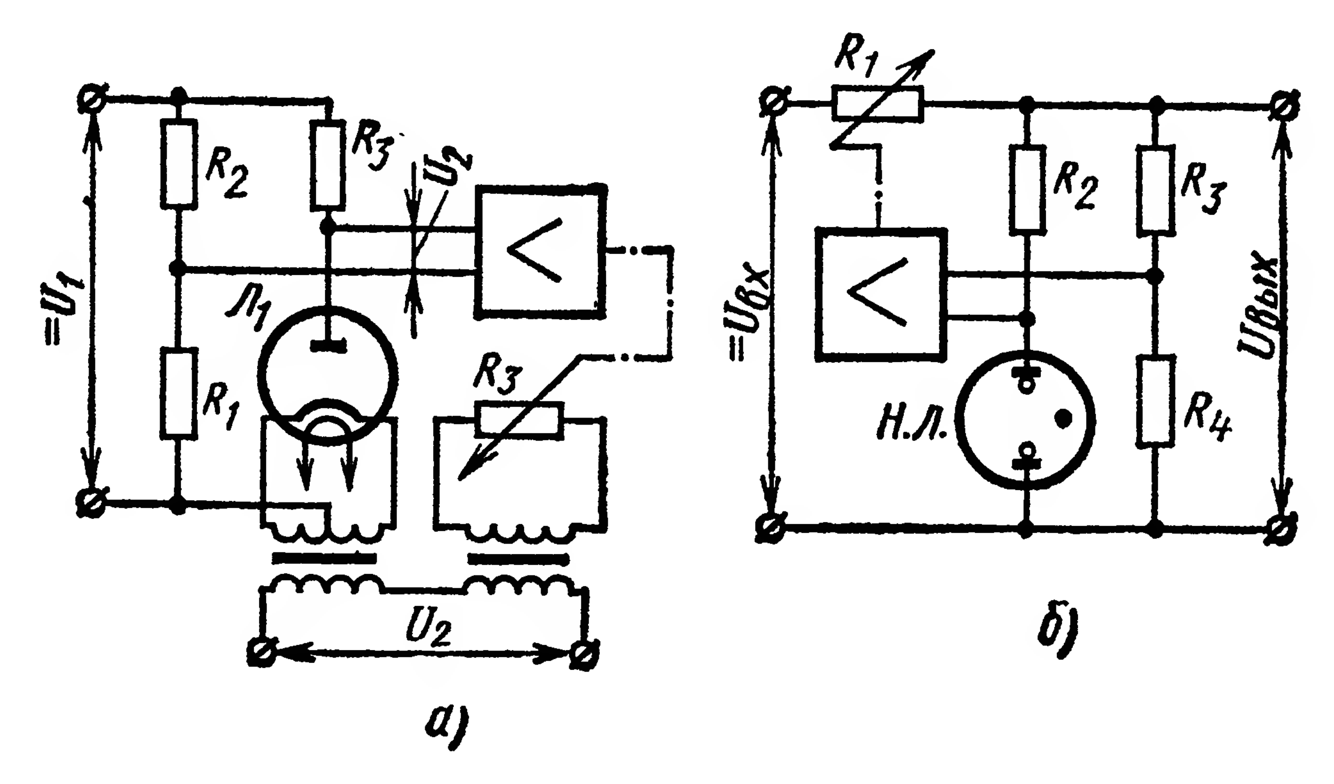


Рис. II.5. Мостовые чувствительные устройства напряжений:
а — переменного тока; *б* — постоянного тока

ность будет иметь место, когда сопротивление гальванометра равно сопротивлению моста, т. е. соблюдается условие

$$z_5 = \frac{(z_1 + z_4)(z_2 + z_3)}{z_1 + z_2 + z_3 + z_4}. \qquad (II.17)$$

В настоящее время широкое распространение получили измерительные мостовые схемы, в плечи которых включены различные активные элементы, в том числе и электронные.

На рис. II.5, *б* приведена мостовая схема для измерения напряжения. В одном из плеч используется эталонный источник напряжения постоянного тока. Такие устройства нашли широкое применение в электронных регуляторах напряжения постоянного тока.

На рис. II.5, *а* приведена мостовая схема для измерения напряжения переменного тока. Здесь переменным параметром моста является сопротивление диода с вольфрамовой нитью накала. Нить накала диода питается от стабилизируемого напряжения переменного тока. Изменение напряжения накала вызывает изменение температуры катода, что приводит к изменению сопротивления диода.

На рис. II.5, *а* приведена возможная схема использования данного устройства.

Ошибки, свойственные мостовым измерительным схемам. Как было выявлено выше, при работе мостов в режиме баланса можно достигнуть наибольшей точности его работы. Однако и в данном случае могут иметь место ошибки, вызываемые рядом причин, в том числе:

неполной компенсацией внешних и внутренних помех;

нестабильностью параметров моста во времени;

неточной балансировкой моста, особенно в случае появления добавочных гармоник;

возникновением дополнительных помех;

невозможностью уменьшения до требуемого уровня эффектов, создаваемых внешними и внутренними помехами, по технологическим причинам, например, из-за большого веса или больших габаритов устройств компенсации.

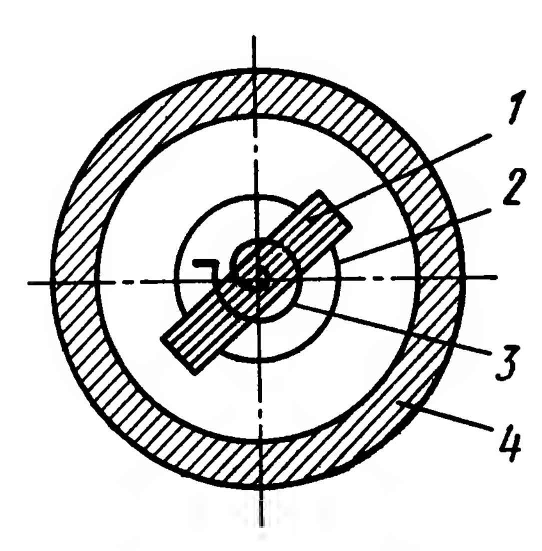


Рис. II.6. Схема магнитоэлектрического измерительного устройства:

1 — рамка; *2* — магнит; *3* — пружина; *4* — магнитопровод

2. МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Принцип действия магнитоэлектрического устройства (рис. II.6) основан на использовании закона взаимодействия электрического тока проводника или рамки с магнитным полем постоянного магнита.

Динамические характеристики магнитоэлектрических измерительных устройств. Для выяснения динамических характеристик магнитоэлектрического измерительного устройства составим дифференциальное уравнение движения рамки с током в магнитном поле. Поскольку рамка с током в магнитном поле представляет механическую систему с одной степенью свободы, то к ней применимо известное соотношение механики

$$\frac{d}{dt}\left(J\frac{d\alpha}{dt}\right)=\sum_{i=1}^{n}M_i, \tag{II.18}$$

где J — момент инерции рамки;

α — угол поворота рамки;

M_i — внешние моменты, приложенные к рамке.

При движении рамки на нее действуют основные моменты:

а) вращающий момент от взаимодействия тока с магнитным полем

$$M_1 = Bswi = \psi i,$$

где B — магнитная индукция в зазоре магнитопровода;

w — число витков в рамке;

s — площадь рамки;

i — ток, протекающий через рамку;

ψ — потокосцепление рамки;

б) противодействующий момент, создаваемый пружиной, пропорциональный углу поворота рамки

$$M_2 = -W\alpha,$$

где W — удельный противодействующий момент;

α — угол поворота рамки;

в) момент воздушного торможения ввиду малой поверхности рамки и малых скоростей ее движения значительно меньше момента электромагнитного торможения, поэтому основное внимание будет обращено на момент электромагнитного торможения, возникающий за счет токов, индуктированных в обмотке рамки.

Пусть рамка перемещается в магнитном поле со скоростью v, сопротивление рамки r_p; r — сопротивление цепи, подключенной к рамке, тогда полное сопротивление системы «цепь—рамка» будет

$$R = r_p + r. \qquad (II.19)$$

При движении в рамке наводится э. д. с.

$$e = -2Blvw, \qquad (II.20)$$

где B — магнитная индукция в зазоре;

l — длина рабочей стороны рамки;

w — число витков в рамке.

Учитывая, что $v = \frac{b}{2} \cdot \frac{d\alpha}{dt}$,

b — поперечный размер рамки, из формулы (II.20) получим

$$e = -2Bl\frac{b}{2}w\frac{d\alpha}{dt} = -\psi\frac{d\alpha}{dt}.$$

Тогда ток, создаваемый э. д. с. в обмотке рамки, будет равен

$$i = -\frac{e}{r_p + r} = -\frac{\psi}{r_p + r} \cdot \frac{d\alpha}{dt}.$$

Момент, возникающий при взаимодействии этого тока с магнитным полем

$$M_3 = \psi i = -\frac{\psi^2}{r_p + r} \cdot \frac{d\alpha}{dt} = -P\frac{d\alpha}{dt},$$

где P — коэффициент успокоения.

Если положить, что величина силы трения в опорах и в пружине создает моменты, которые значительно меньше измеряемых, то уравнение (II.18) можно записать в виде

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} + P\frac{d\alpha}{dt} + W\alpha = \psi i. \qquad (II.21)$$

Передаточная функция магнитоэлектрического измерительного устройства может быть найдена путем применения к уравнению (II.21) преобразования Лапласа при нулевых начальных условиях,

что дает

$$\frac{\alpha(s)}{I(s)} = \frac{k}{T^2s^2 + 2\xi Ts + 1}. \qquad (II.22)$$

В некоторых случаях целесообразно иметь переходные функции элемента и частотные характеристики. Для их определения вновь воспользуемся уравнением (II.21).

Движение рамки под действием скачкообразного изменения тока. Движение, возникшее от действия единичного скачка тока, называется переходным процессом или переходной функцией.

Найдем переходной процесс магнитоэлектрического измерительного устройства при включении тока:

$$i = \begin{cases} 1 & \text{при} \quad t > 0; \\ \frac{1}{2} & \text{при} \quad t = 0; \\ 0 & \text{при} \quad t < 0. \end{cases}$$

Решение уравнения (II.21) будем искать при следующих условиях:

а) отсчет времени начинается с момента установления тока $i = \text{const}$ в цепи элемента;

б) $i = 0, \ \alpha = 0, \ \frac{d\alpha}{dt} = 0$ при $t \leqslant 0$.

Частное решение уравнения (II.21) получится, если положить

$$\frac{d\alpha}{dt} = 0; \quad \frac{d^2\alpha}{dt^2} = 0,$$

тогда

$$W\alpha_b = \psi i$$

или

$$\alpha_b = \frac{\psi}{W} i. \qquad (II.23)$$

Общее решение соответствующего однородного уравнения имеет вид

$$\alpha_0(t) = C_1 e^{k_1 t} + C_2 e^{k_2 t}, \qquad (II.24)$$

где k_1 и k_2 — корни характеристического уравнения

$$Jk^2 + Pk + W = 0.$$

Поскольку решение характеристического уравнения

$$k_{1,2} = -\frac{P}{2J} \pm \sqrt{\frac{P^2}{4J^2} - \frac{W}{J}}, \qquad (II.25)$$

то в зависимости от знака подкоренного выражения могут получиться три различных решения дифференциального уравнения (II.21).

Для упрощения выкладок вводятся вспомогательные параметры:

$\frac{P}{2J} = a$ — постоянная затухания;

$\frac{W}{J} = \omega_0^2$ — квадрат круговой частоты собственных колебаний подвижной части.

В этих обозначениях формула (II.25) примет вид

$$k_{1,2} = -a \pm \sqrt{a^2 - \omega_0^2}$$

и зависимость k_1 и k_2 от соотношения $\frac{a}{\omega_0} = \beta$, где β — степень успокоения будет следующей: k_1 и k_2 комплексносопряженные, если $\frac{a}{\omega_0} < 1$; $k_1 = k_2$ действительные, если $\frac{a}{\omega_0} = 1$; $k_1 \neq k_2$ действительные, если $\frac{a}{\omega_0} > 1$.

Если $\beta < 1$, то будем иметь

$$\alpha(t) = \alpha_b(t)\left[1 - \frac{e^{-\beta\omega_0 t}}{\sin\varphi}\sin\left(\omega_0\sqrt{1-\beta^2}\,t + \varphi\right)\right], \qquad \text{(II.26)}$$

где

$$\sin\varphi = \sqrt{1-\beta^2}; \quad \cos\varphi = \beta; \quad \varphi = \operatorname{arctg}\frac{\sqrt{1-\beta^2}}{\beta}.$$

Если $\beta = 1$, то

$$\alpha(t) = \alpha_b(t)\left[1 - e^{-\omega_0 t}(1 + \omega_0 t)\right]. \qquad \text{(II.27)}$$

Если $\beta > 1$, то

$$\alpha(t) = \alpha_b(t)\left[1 - \frac{e^{-\beta\omega_0 t}}{\operatorname{sh} x}\operatorname{sh}\left(\omega_0\sqrt{\beta^2 - 1}\,t + x\right)\right]. \qquad \text{(II.28)}$$

$$\operatorname{sh} x = \sqrt{\beta^2 - 1}, \quad \operatorname{ch} x = \beta; \quad x = \operatorname{arth}\frac{\sqrt{\beta^2-1}}{\beta}.$$

Графики соответствующих движений представлены на рис. II.7.

Постоянная времени чувствительного элемента T определяется из соотношений (II.26) — (II.28), где положено $t = T$ для $\alpha = 0{,}99\,\alpha_b$:

$$\text{при} \quad \beta < 1; \quad T \approx 0{,}75\,\frac{1}{\beta}\,\tau_0;$$
$$\text{при} \quad \beta = 1; \quad T \approx \tau_0;$$
$$\text{при} \quad \beta > 1; \quad T \approx 1{,}5\beta\tau_0,$$

здесь $\tau_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}$ — период собственных колебаний.

Движение рамки под действием импульса тока. Движение, соответствующее этому режиму, отнесенное к единице количества электричества, называется баллистическим движением или импульсной переходной функцией.

Определим импульсную переходную функцию магнитоэлектрического измерительного устройства. При этом пользуемся тем свойством, что импульсная переходная функция является производной по времени от переходной функции.

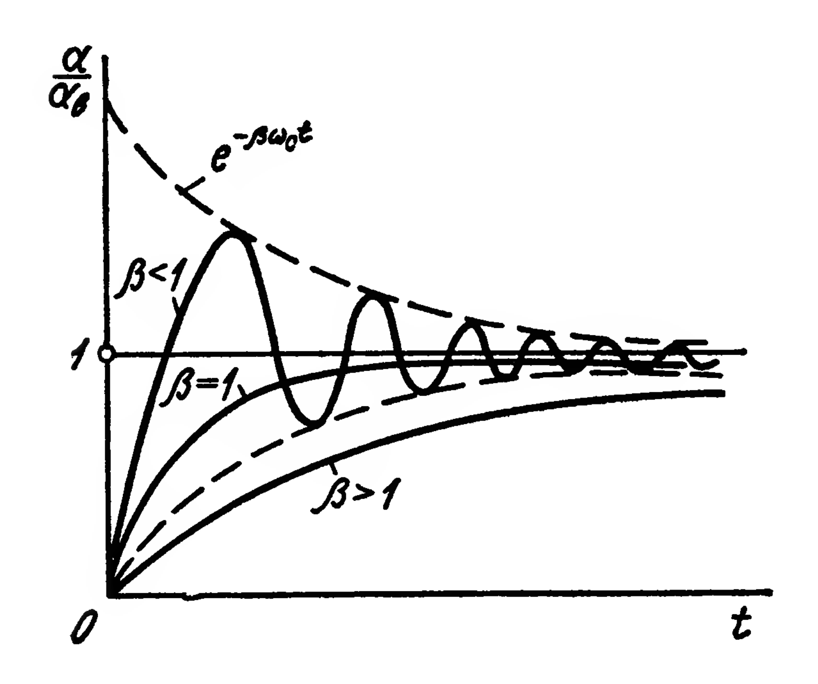


Рис. II. 7. Графики переходных процессов магнитоэлектрического измерительного устройства

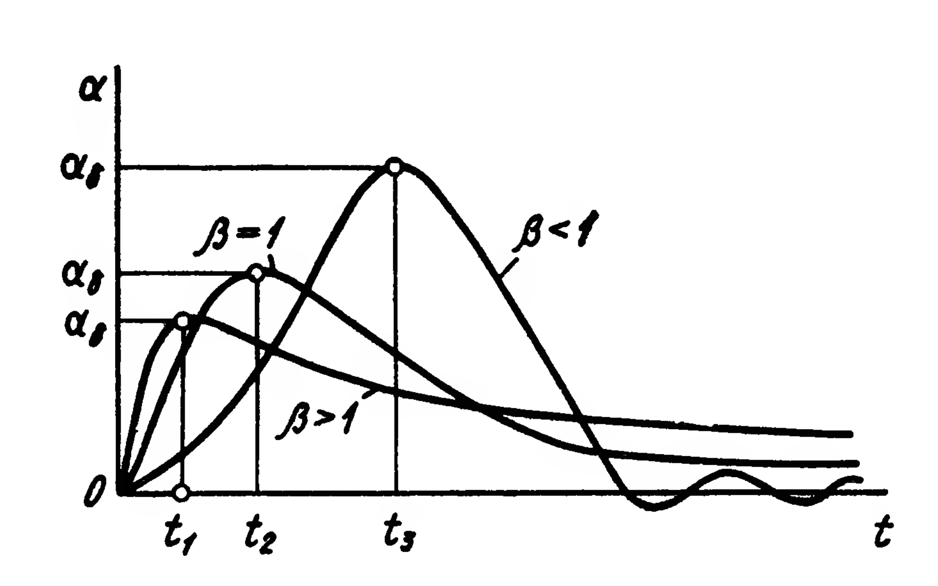


Рис. II.8. Графики импульсных функций магнитоэлектрического измерительного устройства

Заменим в выражениях (II.26), (II.27), (II.28):

$$\alpha_b \text{ на } S_i, \text{ так как } \alpha_b = S_i i \text{ при } i = \begin{cases} 1 & \text{при} \quad t > 0 \\ \frac{1}{2} & \text{при} \quad t = 0 \\ 0 & \text{при} \quad t < 0. \end{cases}$$

Продифференцируем их правые части по t:

при $\beta < 1$

$$\alpha_\delta(t) = \frac{S_i\omega_0}{\sqrt{1-\beta^2}} e^{-\beta\omega_0 t} \sin\left(\omega_0 \sqrt{1-\beta^2}\, t\right); \qquad \text{(II.26a)}$$

при $\beta = 1$

$$\alpha_\delta(t) = S_i\omega_0^2 t e^{-\omega_0 t}; \qquad \text{(II.27a)}$$

при $\beta > 1$

$$\alpha_\delta(t) = \frac{S_i\omega_0}{\sqrt{\beta^2-1}} e^{-\beta\omega_0 t} \operatorname{sh}\left(\omega_0 \sqrt{\beta^2-1}\, t\right). \qquad \text{(II.28a)}$$

Примерный вид графиков импульсной переходной функции при $\omega_0 = \text{const}$ представлен на рис. (II.8).

Величины α_δ и t_i находим из формул (II.26а), (II.27а), (II.28а) обычным способом отыскания максимума функции.

Движение рамки под действием гармонического возмущения в стационарном режиме. В этом случае отклонение рамки в зависимости от частоты входного воздействия называется амплитудно-частотной характеристикой, а зависимость фазы — фазочастотной характеристикой.

Пусть правая часть уравнения (II.21) имеет вид $\psi I_m \sin \omega t$, тогда решение уравнения (II.21) будет:

$$\alpha(t) = \alpha_0 + A \sin(\omega t - \varphi),$$

где α_0 — составляющая свободного движения рамки;

φ — фазовый угол, на который отстает по времени амплитуда синусоидального колебания A относительно амплитуды I_m.

Так как составляющая свободного движения со временем затухает, то она не влияет на амплитудно-частотную характеристику. Поэтому рассматривается режим установившегося движения:

$$\alpha(t) = A \sin(\omega t - \varphi).$$

Для упрощения математических выкладок введем обозначения

$$i = \dot{I}_m e^{j\omega t};$$

$$\alpha = \dot{A} e^{j\omega t}.$$

При этом, уравнение (II.21) примет вид

$$(-\omega^2 J - j\omega P + W)\dot{A} = \psi \dot{I}_m. \qquad (II.29)$$

Положим $\frac{\psi}{W} = S_i$; $\frac{J}{W} = \frac{1}{\omega_0^2}$; $\frac{P}{W} = \frac{2\beta}{\omega_0}$ и уравнение (II.29) перепишем в виде

$$\dot{A} = \frac{S_i \dot{I}_m}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + j2\beta \frac{\omega}{\omega_0}},$$

положив $\frac{\omega}{\omega_0} = k$, получим

$$\dot{A} = \frac{S_i I_m}{1 - k^2 + j2\beta k}$$

$$|\dot{A}| = S_i \frac{1}{\sqrt{(1-k^2)^2 + (2\beta k)^2}} I_m = S_i \nu I_m,$$

где ν — является коэффициентом амплитуды, а фаза будет равна

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{2\beta k}{1 - k^2}.$$

Примерный вид графиков $\nu(k)$ и $\varphi(k)$ приведен на рис. II.9. Отличительным свойством магнитоэлектрических измерительных устройств является высокая чувствительность и малое потребление энергии при достаточно большом вращающем моменте, величина которого может достигнуть 100—500 *гсм*.

Последнее позволяет использовать эти устройства не только для целей измерительной техники, но и как согласующие устройства между различными типами электрических усилителей с гидравлическими и пневматическими исполнительными устройствами. С другой стороны, в системах автоматического управления магнитоэлектрические устройства часто используются в случаях, когда

от объекта регулирования затруднительно получить сигнал большой мощности, например, при работе с термопарами или фотосопротивлениями. В этом случае используется оптическая система (рис. II.10).

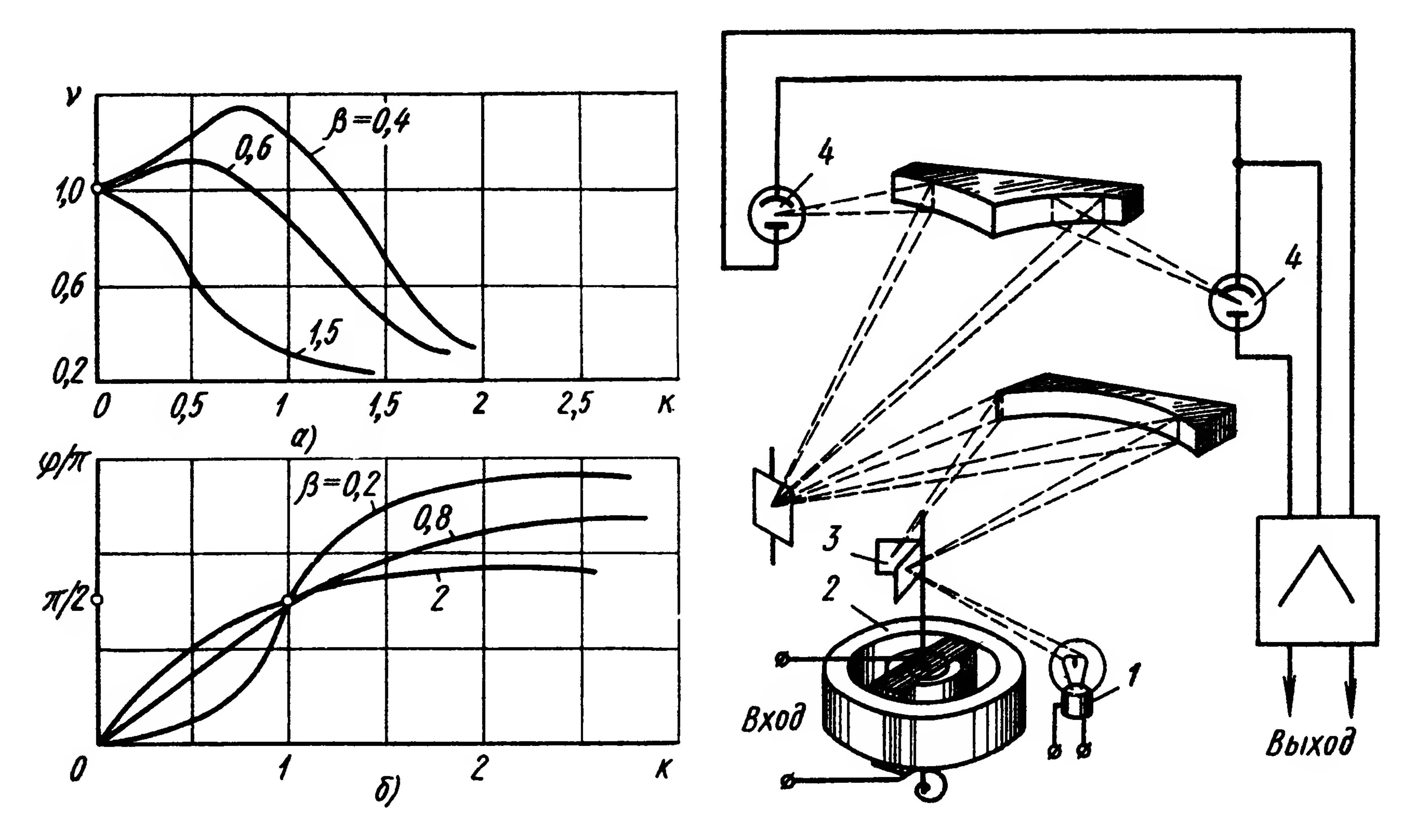


Рис. II.9. Графики частотных характеристик магнитоэлектрического измерительного устройства:

а — относительная амплитудная характеристика; *б* — фазовая характеристика

Рис. II.10. Измерительное устройство с использованием гальванометра и фотоэлемента:

1 — источник света; *2* — гальванометр; *3* — зеркало подвижное; *4* — фотоэлемент

В стационарных системах управления часто используются гальванометры с периодическим замыканием контактов (гальванометры с падающей дужкой). Следует заметить, что в сочетании с различными выпрямительными устройствами магнитоэлектрическое устройство может быть использовано и в цепях переменного тока.

3. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Принцип построения электродинамических измерительных устройств основан на взаимодействии магнитных полей, создаваемых протекающими токами.

Электродинамическое измерительное устройство состоит из подвижной и неподвижной катушек, через которые проходит ток.

Схема такого электродинамического устройства представлена на рис. II.11. Движение рамки описывается дифференциальным уравнением второго порядка, аналогичным уравнению (II.21). Различными будут лишь выражения для вращающих моментов.

Рассмотрим выражение вращающего момента электродинамического измерительного устройства для случая постоянных токов.

Пусть направление токов i_1 и i_2 будет, как указано на рис. II.11. Тогда подвижная катушка *2* будет стремиться занять положение,

соответствующее совпадению векторов: B_2 — магнитной индукции подвижной катушки и B_1 — магнитной индукции неподвижной катушки *1*.

В результате взаимодействия сил магнитного поля возникает момент, проворачивающий подвижную катушку на угол $d\alpha$, при этом совершается работа, равная

$$dA = M_{вр} d\alpha, \quad (II.30)$$

где $d\alpha$ — угол поворота катушки;

M — вращающий момент.

Учитывая, что эта механическая работа равна приращению энергии поля $dW_м$, напишем

$$dA = dW_м = M_{вр} d\alpha, \text{ откуда}$$

$$M_{вр} = \frac{dW_м}{d\alpha}. \quad (II.31)$$

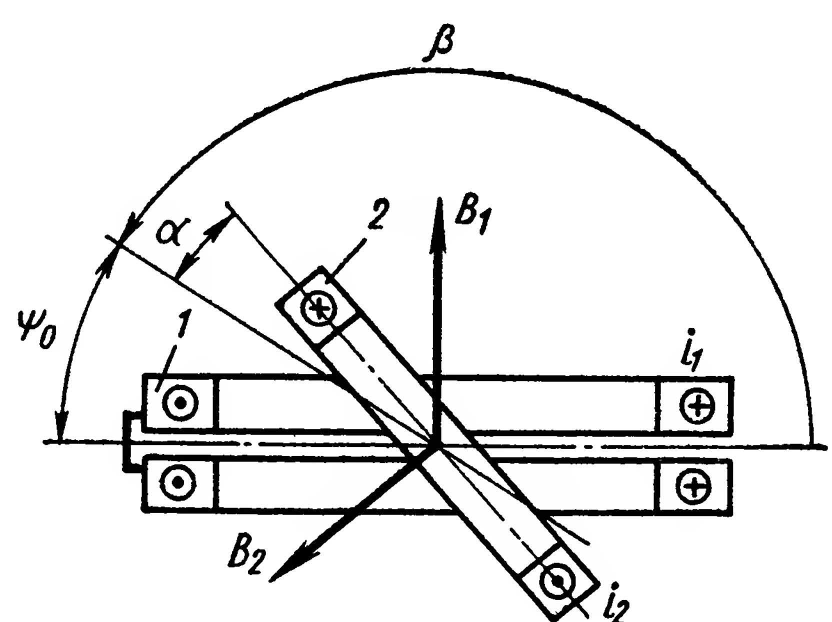


Рис. II.11. Схема электродинамического измерительного устройства

Определим теперь электромагнитную энергию нашей системы следующим образом:

$$W_м = \frac{i_1^2 L_1}{2} + \frac{i_2^2 L_2}{2} \pm i_1 i_2 M_{12}, \quad (II.32)$$

где $L_1 L_2$ — индуктивности соответствующих катушек;

M_{12} — их взаимная индуктивность.

Очевидно, что при повороте на угол $d\alpha$ подвижной катушки L_1 и L_2 изменяться не будут, тогда как M_{12} будет зависеть от $d\alpha$. Учитывая это и выражения (II.30) и (II.31), получим

$$M_{вр} = \pm i_1 i_2 \frac{dM_{12}}{d\alpha}. \quad (II.33)$$

Таким образом, для получения значений вращающего момента необходимо знать зависимость $M_{12} = M_{12}(\alpha)$. Однако при некоторых ограничениях, накладываемых на геометрические размеры катушек, вращающий момент не будет зависеть от угла α.

Пусть геометрия вращающейся катушки такова, что ее осевая длина превосходит ее поперечный размер. При этом можно считать, что магнитный поток неподвижной катушки является равномерным в той области, где находится подвижная катушка, и

$$\Psi_{12} = B_1 s_2 w_2 \cos(\psi_0 + \alpha), \quad (II.34)$$

где Ψ_{12} — магнитный поток сцепления с подвижной катушкой при повороте ее на угол α;

s_2 — площадь подвижной катушки;

w_2 — число витков подвижной катушки.

Так как $\psi_0 + \alpha = \pi - (\beta - \alpha)$, то формула (II.34) примет вид

$$\Psi_{12} = - B_1 s_2 w_2 \cos(\beta - \alpha).$$

Учитывая, что

$$B_1 = \mu_0 H_1 = \mu_0 c_1 i_1 w_1,$$

где H_1 — напряженность поля, получим

$$\Psi_{12} = -\mu_0 c_1 i_1 w_1 w_2 \cos(\beta - \alpha). \qquad (II.35)$$

Теперь для получения вращающего момента достаточно воспользоваться известным соотношением $\Psi_{12} = M_{12} i_1$ и выражением (II.21)

$$M_{вр} = \pm \mu_0 c_1 s_2 w_1 w_2 i_1 i_2 \sin(\beta - \alpha)$$

или

$$M_{вр} = \pm c_2 i_1 i_2 \sin(\beta - \alpha). \qquad (II.36)$$

Знак момента зависит от направления потоков подвижной и неподвижной катушек. Для случая, изображенного на рисунке, формула (II.36) примет вид

$$M_{вр} = c_2 i_1 i_2 \sin(\beta - \alpha). \qquad (II.37)$$

Угол β характеризует начальное положение подвижной катушки при отсутствии токов. При некоторых соотношениях геометрических размеров подвижной и неподвижной катушек будет выполняться условие

$$\frac{dM_{12}}{d\alpha} = \text{const}.$$

Тогда формула для определения вращающего момента примет вид

$$M_{вр} \approx c_2 i_1 i_2.$$

Для случая переменных токов i_1 и i_2 аналитическая запись вращающего момента будет несколько отличаться от формулы (II.37). Действительно, пусть

$$i_1 = I_{1m} \sin \omega t; \qquad (II.38)$$

$$i_2 = I_{2m} \sin(\omega t - \varphi). \qquad (II.39)$$

Тогда вследствие инерционности подвижная катушка может не успевать за мгновенными изменениями вращающего момента и будет поворачиваться только под действием некоторого усредненного за период T момента.

Мгновенное значение вращающего момента M_t получим из формулы (II.37):

$$M_t = c_2 I_{1m} I_{2m} \sin \omega t \sin(\omega t - \varphi) \sin(\beta - \alpha).$$

Усредняя это значение по периоду T, получим

$$M_{вр} = \frac{1}{T} \int_0^T M_t \, dt = \frac{1}{T} c_2 I_{1m} I_{2m} \sin(\beta - \alpha) \int_0^T \sin \omega t \sin(\omega t - \varphi) \, dt.$$

После несложных преобразований найдем

$$M_{вр}=\frac{c_2}{T}I_{1m}I_{2m}\frac{1}{2}\sin(\beta-\alpha)\cos\varphi=cI_{1m}I_{2m}\sin(\beta-\alpha)\cos\varphi. \tag{II.40}$$

Обычно рассматриваются не максимальные значения токов I_{1m} и I_{2m}, а их действующие значения. С учетом $I_1=\frac{I_{1m}}{\sqrt{2}}$, $I_2=\frac{I_{2m}}{\sqrt{2}}$ формулу (II.40) можно записать в виде

$$M_{вр}=c^*I_1I_2\sin(\beta-\alpha)\cos\varphi, \tag{II.41}$$

где

$$c^*=\frac{c_2}{T}.$$

Таким образом, рассматриваемое устройство можно использовать в качестве измерителя значений постоянного и переменного токов.

Необходимо отметить, что собственные поля, создаваемые катушками чувствительного элемента, малы. В связи с этим на его работу заметное влияние могут оказать внешние поля. Поэтому для увеличения вращающего момента приходится применять катушки с большим числом ампер-витков. Эта особенность приводит к значительному собственному потреблению энергии.

Увеличения вращающего момента можно достигнуть введением в неподвижную катушку стального магнитопровода. В этом случае устройство будет называться измерительным устройством ферродинамического типа. Однако оно уступает по точности измерения магнитоэлектрическому из-за потерь в магнитопроводе на гистерезис и вихревые токи.

Если ток, протекающий через неподвижную обмотку, постоянный, вид уравнения, описывающего поведение электродинамического устройства, совпадает с уравнением (II.21) магнитоэлектрического измерительного устройства, поэтому его передаточная функция по отношению к произведению токов i_1 и i_2 совпадает с выражением (II.22).

В общем виде электродинамическое измерительное устройство следует рассматривать как трехсторонний преобразователь, который имеет две входные стороны и одну выходную. Входные токи i_1 и i_2 в преобразователе взаимодействуют по закону мультипликативности. Поэтому данное устройство может использоваться и как перемножающее устройство двух непрерывных сигналов.

4. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

В электромагнитных измерительных устройствах вращающий момент создается системой, состоящей из соленоида, по которому протекает измеряемый ток, и ферромагнитного сердечника.

Для получения аналитического выражения для вращающего момента будем считать, что объем ферромагнитного сердечника

невелик по сравнению с объемом магнитного поля, тогда

$$W_м = \frac{i^2 L}{2}.$$

Воспользовавшись формулой (II.31), получим

$$M_{вр} = \frac{dW_м}{d\alpha} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\alpha}. \qquad (II.42)$$

Из формулы (II.42) при условии $\frac{dL}{d\alpha} = \text{const}$ видно, что $M_{вр}$ будет квадратичной функцией от измеряемого тока. Это позволяет использовать электромагнитное измерительное устройство в цепях как постоянного, так и переменного токов. Что касается чувствительности, то она во много раз меньше чувствительности магнитоэлектрических измерительных устройств.

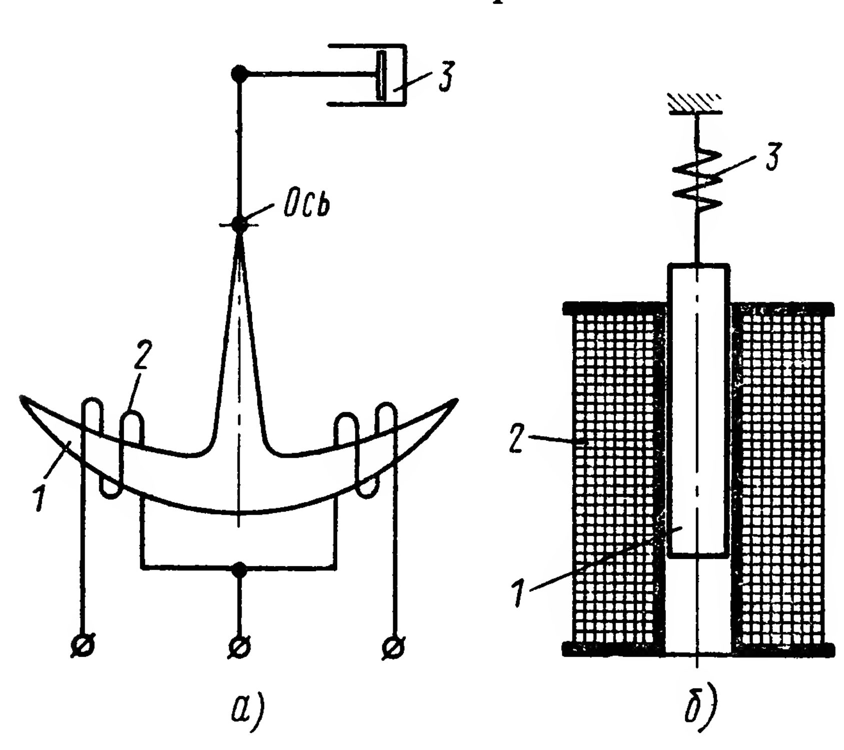


Рис. II.12. Схемы электромагнитных измерительных устройств:

1 — якорь; *2* — обмотка; *3* — демпфер

Следует отметить влияние внешних магнитных полей на работу устройства. Поле напряженностью 400 *а/м* вызывает ошибку 1—2%. С целью уменьшения влияния внешних помех используется компенсационная схема, пример которой приведен на рис. II.12, *а*.

Здесь на общей оси посажены два сердечника, которые находятся под действием магнитного поля двух катушек. Катушки намотаны так, что направления их полей в пространстве противоположны. Поэтому при идентичности параметров обеих катушек внешнее поле будет усиливать поле одной и ослаблять поле другой катушки в одинаковой степени.

Характерными особенностями электромагнитных измерительных устройств являются: возможность создания значительных выходных сил или моментов, а также большая надежность элементов, ввиду того, что их токовая обмотка неподвижна. Эти свойства данных устройств и определяют области их использования.

Передаточная функция электромагнитного измерительного устройства по отношению к квадрату тока в том случае, когда не учитываются процессы в электрической цепи, совпадает с передаточной функцией (II.22).

5. ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

В электростатических измерительных устройствах перемещение подвижной части происходит за счет взаимодействия электрических полей системы электрически заряженных проводников.

Конструкции этих устройств в большинстве случаев выполняются согласно схеме (рис. II.13) плоского конденсатора переменной емкости.

Энергия электрического поля плоского конденсатора

$$W_c = \frac{1}{2} U^2 C,$$

где U — приложенное к конденсатору напряжение;

C — емкость конденсатора.

Воспользовавшись общим выражением для вращающего момента, получим

$$M_{вр} = \frac{dW_c}{d\alpha} = \frac{1}{2} U^2 \frac{dC}{d\alpha}.$$

Данное выражение показывает, что электростатические измерительные устройства могут применяться для напряжений постоянного и переменного тока и их характеристики стабильны в широком интервале частот. Поскольку момент вращения электростатического измерительного устройства не зависит от тока, проходящего через него, а только лишь от приложенного напряжения, то потребление энергии на постоянном токе равно нулю, если не учитывать малый расход энергии на заряд конденсатора и на утечку через изоляцию; на переменном токе через него проходит только емкостный ток $i_c = U\omega C$ и потребляется незначительная реактивная мощность.

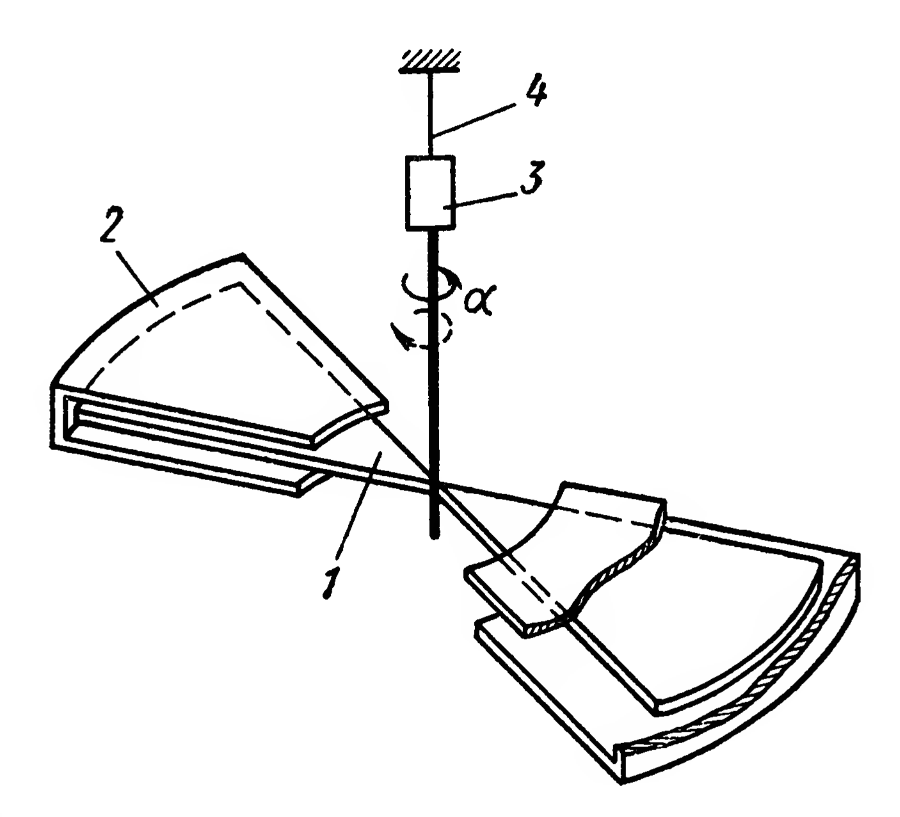


Рис. II.13. Схема электростатического измерительного устройства:

1, 2 — соответственно подвижная и неподвижная обкладки; 3 — зеркало; 4 — подвес

Собственные электрические поля электростатического измерительного устройства невелики, поэтому для уменьшения влияния внешних полей такие элементы приходится экранировать.

Передаточная функция электростатического измерительного устройства по отношению к квадрату напряжения совпадает с передаточной функцией (II.22).

Следует отметить, что электростатическое измерительное устройство повышенной чувствительности обладает значительной постоянной времени.

Данные измерительные устройства целесообразно использовать при автоматическом управлении электростатическими полями, например, по схеме, изображенной на рис. II.12.

6. ИНДУКЦИОННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Индукционными измерительными устройствами называются такие устройства, в которых для перемещения подвижной части используются силы взаимодействия между переменными потоками и индуктируемыми ими токами. Примером такого измерительного устройства являются счетчики электрической энергии.

Индукционные измерительные устройства разделяются на однопоточные и многопоточные. В однопоточных возникают очень небольшие по величине вращающие моменты, поэтому они имеют ограниченное применение.

В многопоточных устройствах на подвижную часть действуют несколько потоков, индуктирующих в ней токи, от взаимодействия которых с полем возникает достаточный вращающийся момент.

Выведем выражение вращающего момента для двухпоточного устройства, схема которого приведена на рис. II.14, *а*.

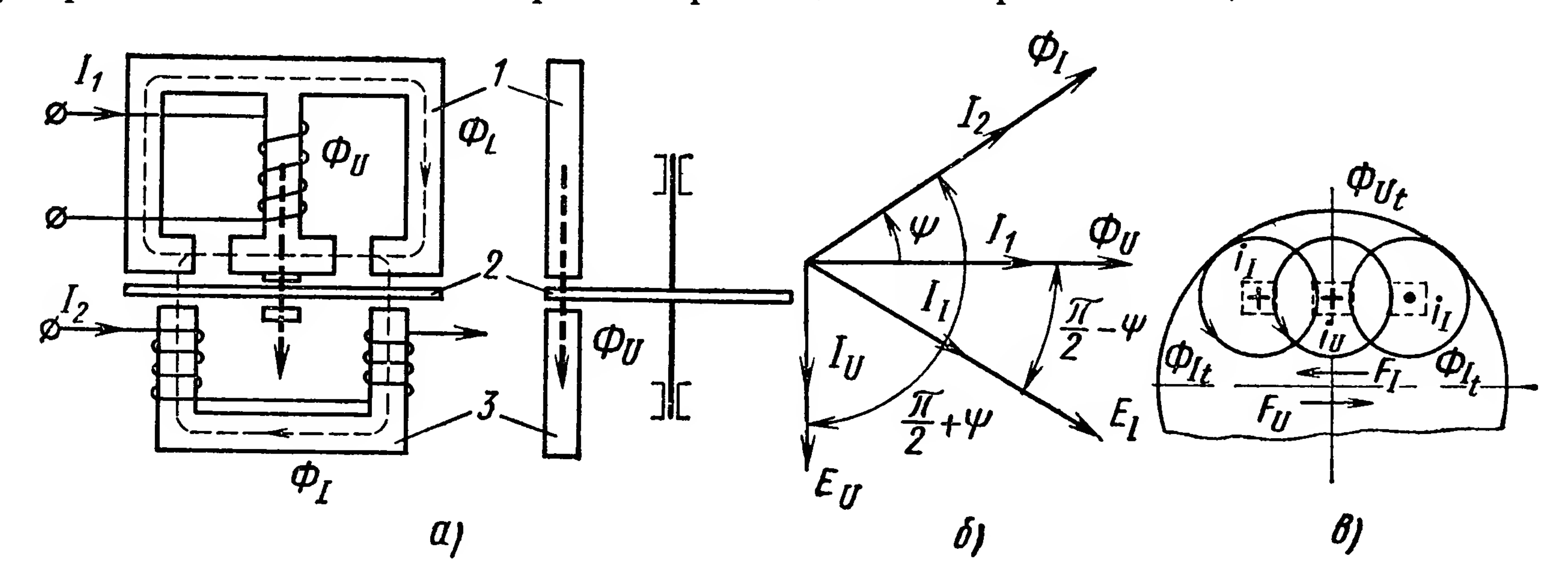


Рис. II.14. К расчету индукционного измерительного устройства:

а — схема индукционного измерительного устройства: *1*, *3* — магнитопровод; *2* — диск вращающийся; *б* — векторная диаграмма; *в* — потоки в диске

По обмоткам сердечников *1* и *3* протекают сдвинутые по фазе токи I_1 и I_2, создающие магнитные потоки Φ_U, Φ_L и Φ_I. Поток Φ_L подвижного диска *2* не пересекает и поэтому его рассматривать не будем.

Указанные потоки индуктируют в диске *2* токи I_U, I_I и $-I_I$, векторная диаграмма которых приведена на рис. II.14, *б*. На рис. II.14, *в* показаны направления токов i_I, i_U, $-i_I$, соответствующие части периода, в течение которой происходит возрастание потока.

Силы взаимодействия будут возникать между токами i_I и $-i_I$ и потоком Φ_{U_t}, между током i_U и потоками Φ_{I_t}, $-\Phi_{I_t}$. Эти силы на рис. II.14, *в* обозначены F_I и F_U. Поскольку последние приложены асимметрично по отношению к центру диска, то их результирующая будет создавать вращающий момент. Если считать сопротивление диска чисто активным, то получим

$$I_U = \frac{E_U}{r_{d_U}} = \frac{\omega\Phi_U}{r_{d_U}} = \frac{\omega\Phi_U d}{c_1\rho} = \frac{k_1 f\Phi_U}{\rho}, \qquad (II.43)$$

где ρ — удельное сопротивление материала диска;

d — толщина диска;

f — частота изменения тока.

Аналогично будем иметь

$$I_I = \frac{E_I}{r_{d_I}} = \frac{k_2 f \Phi_I}{\rho}. \qquad (II.44)$$

Моменты от F_I и F_U будут равны соответственно:

$$M_1 = k_3 \Phi_U I_I \cos\left(\frac{\pi}{2} - \psi\right); \qquad (II.45)$$

$$M_2 = k_4 \Phi_I I_U \cos\left(\frac{\pi}{2} + \psi\right). \qquad (II.46)$$

Используя формулы (II.43) и (II.44), выражения для M_1 и M_2 можно переписать в виде:

$$M_1 = k_3 \Phi_U \frac{k_2}{\rho} f \Phi_I \cos\left(\frac{\pi}{2} - \psi\right) = c_1 \frac{f}{\rho} \Phi_U \Phi_I \sin\psi;$$

$$M_2 = k_4 \Phi_I \frac{k_1}{\rho} f \Phi_U \cos\left(\frac{\pi}{2} + \psi\right) = -c_2 \frac{f}{\rho} \Phi_U \Phi_I \sin\psi.$$

Отсюда получим результирующий момент

$$M_{вр} = M_1 + M_2 = c_1 \frac{f}{\rho} \Phi_U \Phi_I \sin\psi - c_2 \frac{f}{\rho} \Phi_U \Phi_I \sin\psi = \\ = c_3 \frac{f}{\rho} \Phi_U \Phi_I \sin\psi.$$

В связи с тем, что в индукционных измерительных устройствах создается достаточно сильное собственное магнитное поле, внешние магнитные поля не оказывают существенного влияния на его работу, потребление энергии такими элементами также незначительно.

На базе использования индукционного измерительного устройства можно создать устройства для измерения мощности с дискретным выходом. При этом частота выходных сигналов должна быть пропорциональна скорости вращения диска. Этого можно достигнуть, применяя какой-либо преобразователь числа оборотов в частоту электрического сигнала.

Приближенно передаточная функция рассматриваемого устройства может быть, по аналогии с передаточной функцией индукционного двигателя, описана выражением

$$W(s) = \frac{k}{Ts + 1}. \qquad (II.47)$$

Характерной особенностью данного устройства является повышенная чувствительность к изменению частоты питающего напряжения, поэтому его целесообразно применять в тех системах регулирования, от которых не требуется высокой точности.

7. ЛОГОМЕТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Логометрическими измерительными устройствами, или логометрами, называются электромеханические устройства, положение подвижной части которых зависит не от величин приложенных тока и напряжения, а от отношения двух различных токов, протекающих по двум отдельным обмоткам.

Механизм логометра состоит из двух частей, которые воспринимают две величины x_1 и x_2, образующие измеряемое отношение.

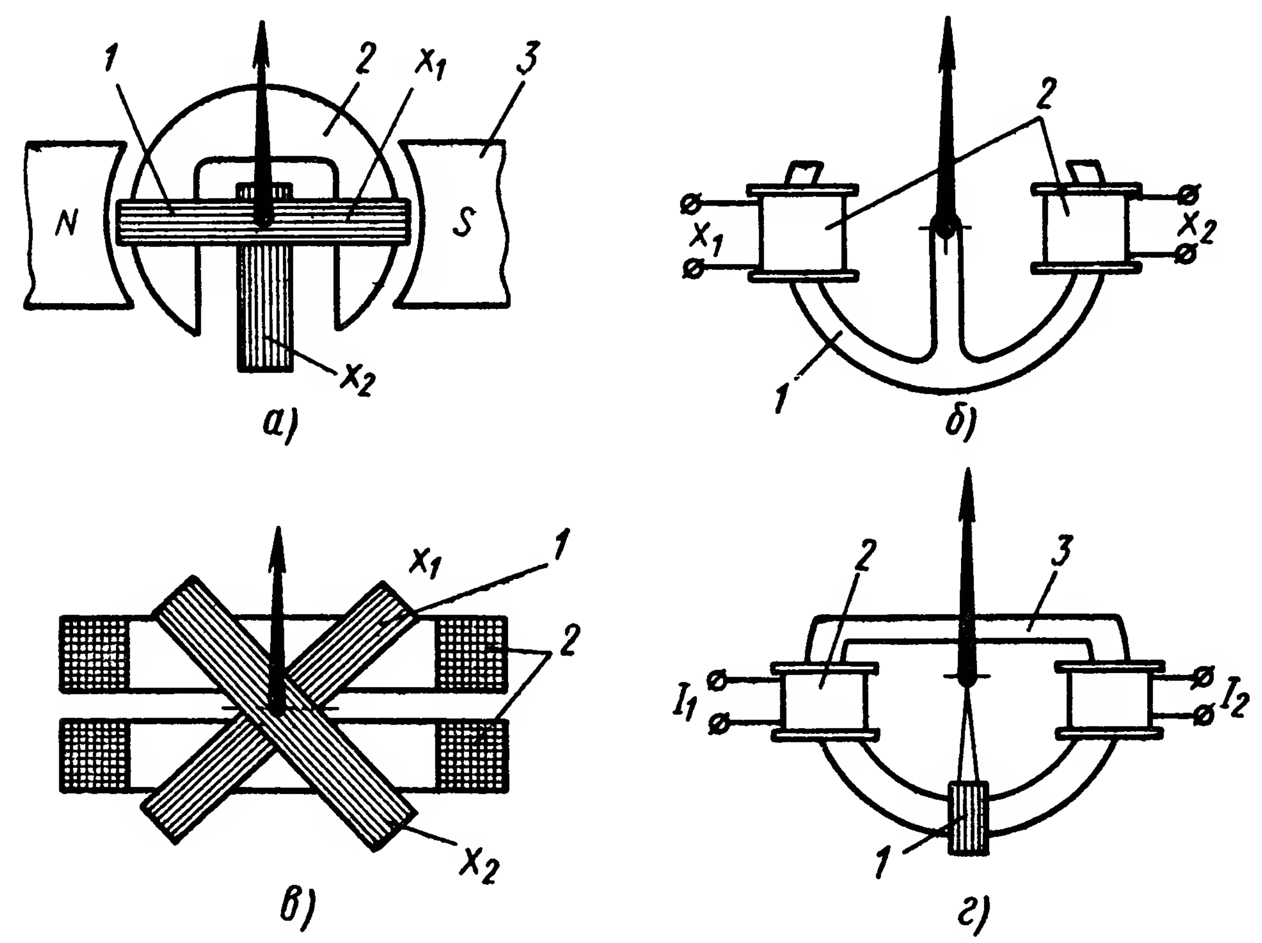


Рис. II.15. Схемы логометрических измерительных устройств:

а — логометр магнитоэлектрический: *1* — рамки подвижные; *2* — магнитопровод; *3* — магнит; *б* — логометр электромагнитный: *1* — якорь; *2* — катушки; *в* — логометр электродинамический: *1* — рамки подвижные; *2* — катушки неподвижные; *г* — логометр индукционный: *1* — рамка подвижная; *2* — катушка неподвижная; *3* — сердечник

По принципу возникновения вращающего момента логометры делятся на магнитоэлектрические, электродинамические, электромагнитные и индукционные.

На рис. II.15 показаны самые простейшие схемы логометров.

Магнитоэлектрические логометры. Для магнитоэлектрического измерительного логометра выражение для энергии будет иметь вид

$$W = i\Psi + \frac{1}{2} Li^2, \qquad (II.48)$$

где Ψ — поток, создаваемый магнитом и сцепляющийся с катушкой;
L — индуктивность катушки;
i — ток в катушке.

Так как в логометрических устройствах существуют по крайней мере две рамки, то

$$W = i_1\Psi_1 + \frac{1}{2} L_1 i_1^2 + i_2\Psi_2 + \frac{1}{2} L_2 i_2^2. \qquad (II.49)$$

Используя выражение для вращающего момента: $M_{вр}=\frac{dW}{d\alpha}$, получим

$$M_{вр}=i_1\frac{d\Psi_1}{d\alpha}+\frac{1}{2}i_1^2\frac{dL_1}{d\alpha}+i_2\frac{d\Psi_2}{d\alpha}+\frac{1}{2}i_2^2\frac{dL_2}{d\alpha}. \qquad (II.50)$$

Положение равновесия логометра определится из условия

$$M_{вр}=0. \qquad (II.51)$$

Условие (II.51) будет выполняться, если некоторые из рамок создают отрицательные моменты. Обычно $\frac{d\Psi_1}{d\alpha}$ и $\frac{d\Psi_2}{d\alpha}$ имеют разные знаки.

Поэтому выражение (II.50) с учетом равенства (II.51) можно переписать в виде

$$i_1\frac{d\Psi_1}{d\alpha}=i_2\frac{d\Psi_2}{d\alpha}+\frac{1}{2}i_1^2\frac{dL_1}{d\alpha}+\frac{1}{2}i_2^2\frac{dL_2}{d\alpha}. \qquad (II.52)$$

Разделим левую и правую части (II.52) на i_2 и, обозначив $\frac{i_1}{i_2}=k$, получим

$$k\frac{d\Psi_1}{d\alpha}=\frac{d\Psi_2}{d\alpha}+\frac{1}{2}ki_1\frac{dL_1}{d\alpha}+\frac{1}{2}i_2\frac{dL_2}{d\alpha}.$$

Отсюда

$$k=\frac{\frac{d\Psi_2}{d\alpha}+\frac{1}{2}i_2\frac{dL_2}{d\alpha}}{\frac{d\Psi_1}{d\alpha}-\frac{1}{2}i_1\frac{dL_1}{d\alpha}},$$

где $\frac{d\Psi_2}{d\alpha}$; $\frac{dL_2}{d\alpha}$; $\frac{d\Psi_1}{d\alpha}$; $\frac{dL_1}{d\alpha}$ являются функциями положения подвижной части. Вводя обозначения

$$\frac{d\Psi_1}{d\alpha}=f_1;\quad \frac{d\Psi_2}{d\alpha}=f_2;\quad \frac{dL_1}{d\alpha}=\varphi_1;\quad \frac{dL_2}{d\alpha}=\varphi_2,$$

найдем

$$k=\frac{f_2}{f_1}\,\frac{1+\frac{\varphi_2}{f_2}i_2}{1-\frac{\varphi_1}{f_1}i_1}. \qquad (II.53)$$

Последнее выражение показывает, что отклонение подвижной части логометра зависит не только от отношения токов, но и от абсолютных значений i_1 и i_2. Обычно отношения $\frac{\varphi_1}{f_1}$ и $\frac{\varphi_2}{f_2}$ достаточно малы и поэтому (II.53) принимает вид $k=\frac{f_2}{f_1}$.

Нетрудно видеть, что если обе рамки логометра имели бы один и тот же источник питания, то отклонение подвижной системы не зависело бы (в некоторых пределах) от колебания напряжения источника питания.

Электродинамические логометры. Электродинамические измерительные устройства в основном применяются в цепях переменного тока. При этом

$$\frac{I_1 \cos \psi_1}{I_2 \cos \psi_2} = \frac{f_2}{f_1}. \qquad (II.54)$$

Такая зависимость показаний электродинамического логометра от сдвига фаз дает возможность использовать его в качестве измерителя фазы.

Электромагнитные логометры. Найдем условия равновесия подвижной системы электромагнитного логометра.

Мгновенное значение энергии системы

$$W_t = \frac{1}{2} L_1 i_1^2 + \frac{1}{2} L_2 i_2^2 + i_1 i_2 + M_{12}, \qquad (II.55)$$

где L_1 и L_2 — индуктивности катушек, по которым протекают сравниваемые токи i_1 и i_2;

M_{12} — взаимная индуктивность между теми же катушками.

Тогда

$$M_{вр_t} = \frac{1}{2} i_1^2 \frac{dL_1}{d\alpha} + \frac{1}{2} i_2^2 \frac{dL_2}{d\alpha} + i_1 i_2 \frac{dM_{12}}{d\alpha}.$$

Среднее значение момента вращения будет равно

$$M_{вр} = \frac{1}{2} I_1^2 \frac{dL_1}{d\alpha} + \frac{1}{2} I_2^2 \frac{dL_2}{d\alpha} + I_1 I_2 \cos\left(\widehat{I_1 I_2}\right) \frac{dM_{12}}{d\alpha}, \qquad (II.56)$$

где I_1 и I_2 — действующие значения токов в катушках.

Подвижная система будет находиться в равновесии, если $M_{вр} = 0$.

Учитывая выражение (II.56), после несложных преобразований получим

$$\left(\frac{I_1}{I_2}\right)^2 \frac{dL_1}{d\alpha} + \frac{dL_2}{d\alpha} + 2\left(\frac{I_1}{I_2}\right) \cos\left(\widehat{I_1 I_2}\right) \frac{dM_{12}}{d\alpha} = 0.$$

Для практического использования этого уравнения необходимо знание зависимостей $L_1 = L_1(\alpha)$ и $L_2 = L_2(\alpha)$, которые не всегда возможно получить.

Индукционные логометры. В индукционных логометрах вращающие и противодействующие моменты создаются переменными магнитными потоками, которые действуют на подвижную часть. Запишем уравнение равновесия для логометра, схема которого приведена на рис. II.15, *г*.

Мгновенное значение энергии системы будет равно

$$W_t = \frac{1}{2} L_1 i_1^2 + \frac{1}{2} L_2 i_2^2 + \frac{1}{2} L i_3^2 + \frac{1}{2} L i_4^2 + i_1 i_2 M_{12} + \\ + i_1 i_3 M_{13} + i_1 i_4 M_{14} + i_2 i_3 M_{23} + i_2 i_4 M_{24} + i_3 i_4 M_{34},$$

где i_3 и i_4 — токи, индуктированные в короткозамкнутом витке с индуктивностью L соответственно токами i_1 и i_2;

M_{ij} — взаимная индуктивность между соответствующими контурами.

Учитывая, что L_1, L_2, M_{12}, M_{34} не изменяются при отклонении подвижной части, выражение для среднего значения суммарного момента перепишем в виде

$$M_{вр} = \frac{1}{2} I_3^2 \frac{dL}{d\alpha} + \frac{1}{2} I_4^2 \frac{dL}{d\alpha} - I_1 I_3 \sin\psi \frac{dM_{13}}{d\alpha} -$$

$$- I_1 I_4 \sin(\psi - \varphi_{12}) \frac{dM_{14}}{d\alpha} - I_2 I_3 \sin(\psi - \varphi_{12}) \frac{dM_{23}}{d\alpha} - I_2 I_4 \sin\psi \frac{dM_{24}}{d\alpha},$$

где φ_{12} — угол между I_1 и I_2;

ψ — угол между э. д. с. в короткозамкнутом витке и током в нем, т. е. $\psi = \mathrm{arctg}\,\frac{x}{r}$.

Поскольку $I_3 = \frac{\omega M_{13}}{z} I_1$; $I_4 = \frac{\omega M_{24}}{z} I_2$, то

$$M_{вр} = I_1^2 \left[\frac{1}{2} \frac{\omega^2 M_{13}^2}{z^2} \cdot \frac{dL}{d\alpha} - \frac{\omega x M_{13}}{z^2} \cdot \frac{dM_{13}}{d\alpha}\right] + I_2^2 \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{\omega^2 M_{24}}{z^2} \cdot \frac{dL}{d\alpha} -\right.$$

$$\left.- \frac{\omega x M_{24}}{z^2}\right] - I_1 I_2 \sin\varphi_{12} \frac{\omega^2 r}{z^2} \left[M_{24} \frac{dM_{14}}{d\alpha} - M_{13} \frac{dM_{23}}{d\alpha}\right] -$$

$$- I_1 I_2 \cos\varphi_{12} \frac{\omega x}{z^2} \left[M_{24} \frac{dM_{14}}{d\alpha} + M_{13} \frac{dM_{23}}{d\alpha}\right].$$

Приравнивая последнее выражение нулю и вводя соответствующие обозначения, получим

$$f_1 I_1^2 + 2 f_{12} I_1 I_2 \cos(\varphi_{12} + \delta) + f_2 I_2^2 = 0,$$

или

$$f_1 U^2 + 2 f_{12} U \cos(\varphi_{12} + \delta) + f_2 = 0, \qquad \text{(II.57)}$$

где

$$U = \frac{I_1}{I_2}$$

8. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА С НЕЛИНЕЙНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

На рис. II.16, *а* приведена схема измерителя переменного напряжения, используемого в устройствах автоматического регулирования. Ток в обмотке дросселя *Др* нелинейно зависит от входного напряжения $U_{вх}$, а ток в сопротивлении R прямопропорционален

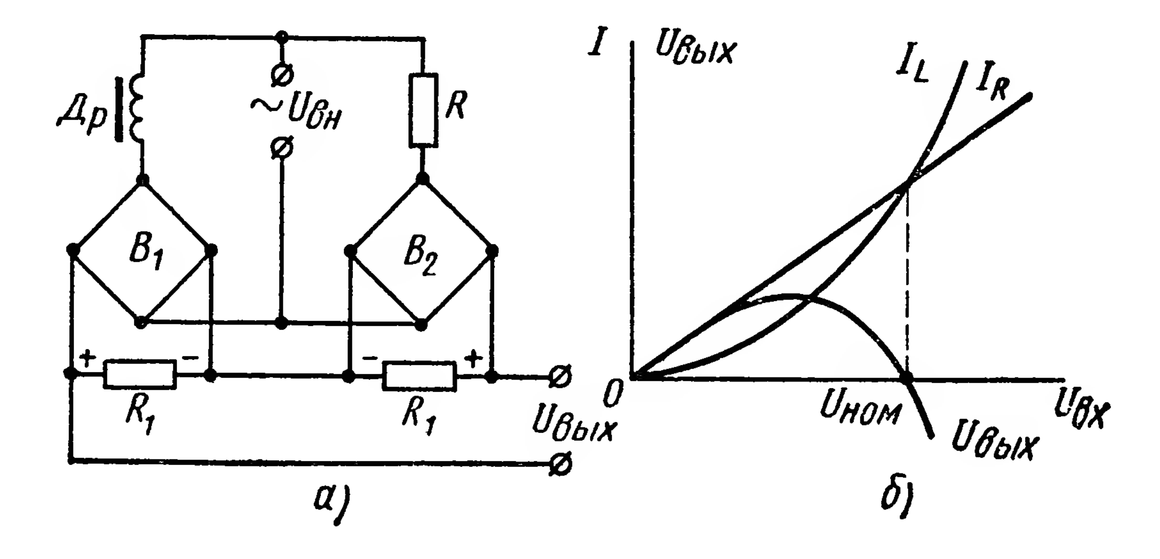


Рис. II.16. Измерительное устройство с нелинейным элементом для измерения переменного напряжения:

а — схема; *б* — характеристики

$U_{вх}$ (рис. II.16, *б*). Эти токи выпрямляются выпрямителями B_1 и B_2 и создают противоположные по знаку падения напряжений постоянного тока на сопротивлениях R_1 (рис. II.16, *а*).

При некотором $U_{вх} = U_{ном}$ и $I_L = I_R$,

$$U_{вых} = R_1 (I_R - I_L) = 0.$$

При

$$U_{вх} > U_{ном} \qquad U_{вых} < 0;$$
$$U_{вх} < U_{ном} \qquad U_{вых} > 0.$$

Таким образом, с помощью приведенной схемы можно измерять отклонения напряжения от заданной величины $U_{ном}$ в широких пределах (за счет изменения R).

На рис. II.17, *а* приведена схема, применяемая для измерения мощности, в которой также используется нелинейность характеристик дросселя.

Путем подбора величины сопротивления R можно получить зависимость среднего значения тока в обмотке дросселя *Др* от питающего напряжения (рис. II.17, *б*), определяемую соотношением:

$$I_{ср} = a_0 + a_2 U^2. \qquad (II.58)$$

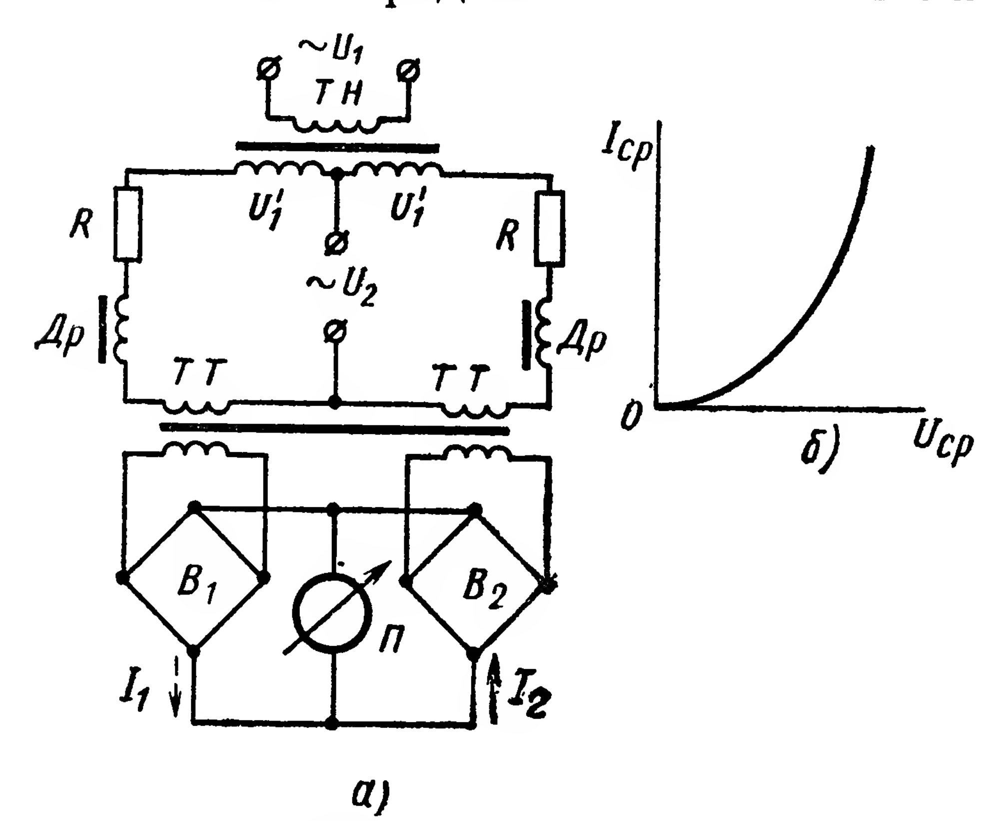


Рис. II.17. Измеритель мощности с нелинейным элементом:

а — схема; *б* — характеристика

Наличие такой характеристики дает возможность перемножать два напряжения U_1 и U_2, изменяющихся с одинаковой частотой и сдвинутых по фазе на угол φ. Напряжение U_2 складывается с напряжением $U_1' = cU_1$ (здесь c_1 — коэффициент трансформации трансформатора напряжения *ТН*), действующим в цепи левого дросселя, и вычитается из напряжения U_1', действующего в цепи правого дросселя.

Сумма двух синусоидальных напряжений, сдвинутых по фазе на угол φ,будет

$$U_+ = \sqrt{c_1^2 U_1^2 + U_2^2 + 2c_1 U_1 U_2 \cos\varphi},$$

а их разность будет

$$U_- = \sqrt{c_1^2 U_1^2 + U_2^2 - 2c_1 U_1 U_2 \cos\varphi},$$

где U_1 и U_2 — действующие значения напряжений U_{1m} и U_{2m}.

Подставляя эти выражения в формулу (II.58) и учитывая c_2 — коэффициент трансформации трансформатора тока *ТТ*, получим

$$I_1 = c_2 [a_0 + a_2 (c_1^2 U_1^2 + U_2^2 + 2c_1 U_1 U_2 \cos\varphi)];$$
$$I_2 = c_2 [a_0 + a_2 (c_1^2 U_1^2 + U_2^2 - 2c_1 U_1 U_2 \cos\varphi)].$$

Следовательно, через стрелочный прибор $П$ протекает ток

$$I = I_1 - I_2 = 4a_2c_1c_2U_1U_2\cos\varphi. \quad (II.59)$$

Пусть $U_1 = \alpha U$ (здесь U — напряжение питания некоторой электрической цепи), а $U_2 = \beta i$ (где i — ток, протекающий в этой цепи), тогда выражение (II.59) можно записать так:

$$I = \kappa UI\cos\varphi = \kappa P. \quad (II.60)$$

Следовательно, ток, протекающий через прибор $П$, пропорционален измеряемой мощности P.

В качестве нелинейного элемента в измерительных схемах можно использовать, например, кремниевый стабилитрон. Простейшая схема устройства для измерения напряжения приведена на рис. II.18, *а*.

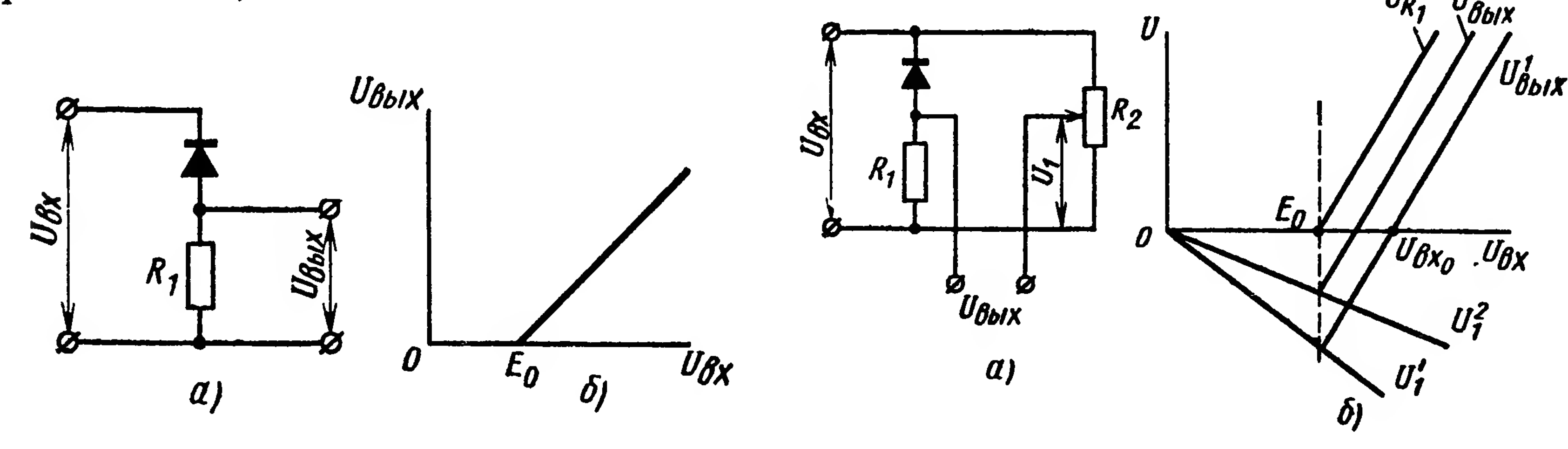


Рис. II.18. Кремниевый стабилитрон для измерения напряжения:
а — схема; *б* — характеристики

Рис. II.19. Кремниевый стабилитрон для измерения величины и знака напряжения:
а — схема; *б* — характеристики

Если не учитывать динамическое сопротивление стабилитрона, поскольку оно мало по сравнению с сопротивлением нагрузки R_1, то часть характеристики, лежащей справа от E_0 (рис. II.18, *б*), будет представлять вольтамперную характеристику сопротивления R_1.

Чувствительность такого измерительного устройства

$$K = \frac{R_{ст} + R_1}{R_{дин} + R_1},$$

где $R_{ст}$, $R_{дин}$ — параметры кремниевого стабилитрона.

Максимально достижимая при этом чувствительность

$$K = \frac{10^3 U_{вх}}{0{,}2\,(R_1 + R_{дин})}.$$

Когда необходимо измерять не только величину отклонения напряжения, но и его знак, можно использовать устройство, схема которого приведена на рис. II.19, *а*.

В зависимости от $U_{вх}$ (рис. II.19, *б*) характеристика устройства будет изменяться. При некотором значении величины $U_{вх} = U_{вх0}$ характеристика такого устройства проходит через 0 и

$$K = \frac{U_{вх}}{U_{вх} - U_{вх0}}.$$

9. УСТРОЙСТВА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ И ФАЗЫ

Задачи, возникающие в электроснабжении объектов, нередко связаны с требованием поддержания частоты питающего напряжения около некоторого номинального значения.

Устройства для измерения частоты можно разделить на две группы: электрические и электромеханические.

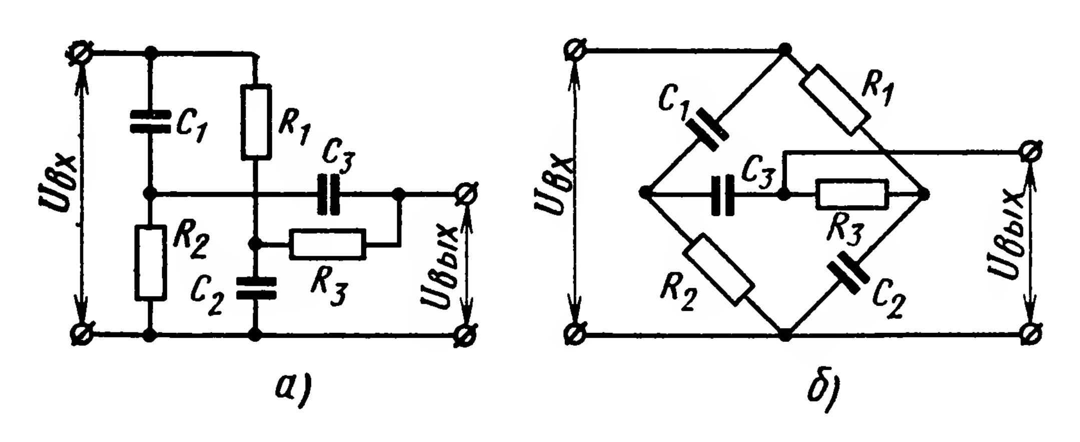


Рис. II.20. Схемы измерительного устройства частоты:

а — Т-образная; *б* — мостовая

Следует заметить, что наибольшее распространение в системах регулирования получили электрические измерительные устройства.

Электрические устройства для измерения частоты проектируются таким образом, чтобы при номинальном ее значении (как входного сигнала) выходная величина их была равна нулю. При отклонении частоты входного сигнала от номинального значения на выходе такого устройства должен появиться сигнал соответствующей величины и фазы.

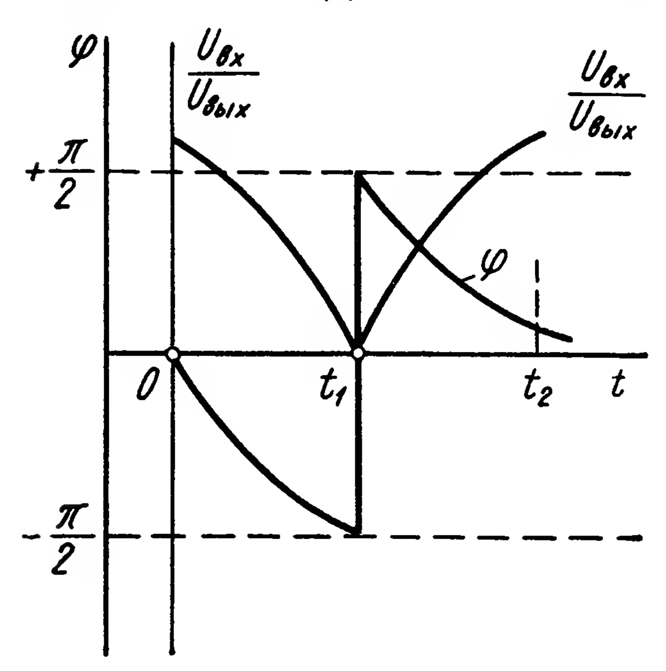


Рис. II.21. Характеристики измерительного устройства частоты

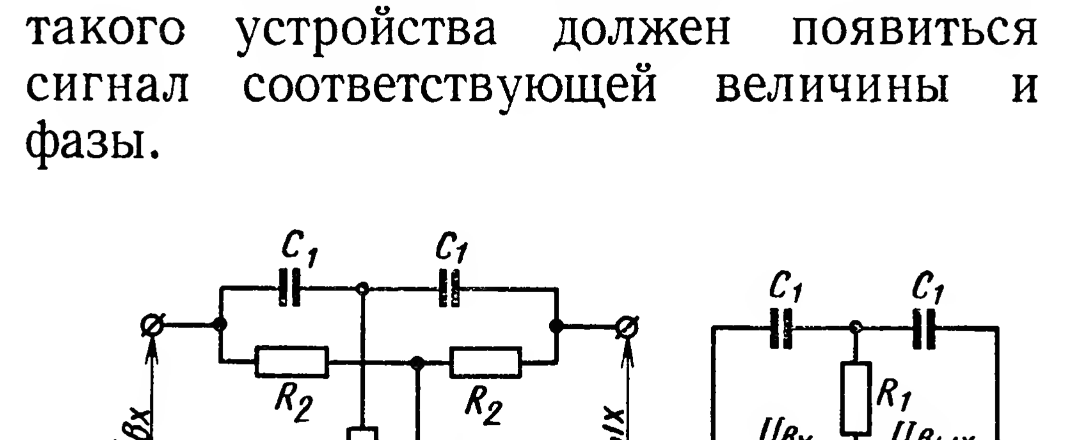


Рис. II.22. Схемы устройств для измерения частоты:

а — Т-образная; *б* — мостовая

Примером такого измерительного устройства может служить двойной Т-образный фильтр (рис. II.20). Его характеристики приведены на рис. II.21.

Другим примером, использующим этот принцип, может служить схема, приведенная на рис. II.22.

К электромеханическим устройствам для измерения частоты может быть отнесен электромагнитный резонансный элемент, простейшая реализация которого показана на рис. II.23.

Переменный магнитный поток, создаваемый протекающим по обмотке электромагнита током, дважды за период притягивает упругие стальные язычки и дважды за период эти язычки под действием сил упругости возвращаются в начальное состояние.

Колебание язычков совпадает с изменением поля, создаваемого электромагнитом. При этом наибольшее отклонение будет иметь тот из них, собственная частота которого вдвое больше частоты измеряемого тока.

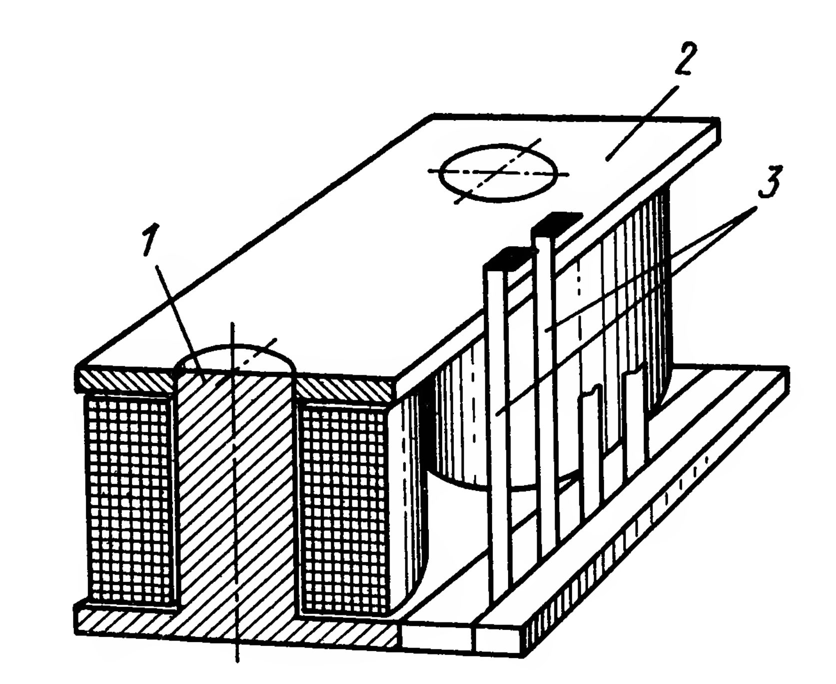


Рис. II.23. Электромеханическое устройство для измерения частоты:

1 — сердечник; *2* — магнитопровод; *3* — лепестки подвижные

Устройства для измерения фазы. В системах автоматического регулирования нередко приходится сталкиваться с необходимостью измерения и регулирования фазы переменного напряжения.

Одним из широко распространенных методов измерения фазовых сдвигов является метод сравнения фазы измеряемого напряжения с напряжением эталонной частоты.

Схема измерения, в которой использован этот принцип, приведена на рис. II.24. На один из выходов, например на $U_{вх1}$, подается сигнал, фазу которого надо измерить, на другой — $U_{вх2}$ подается эталонный сигнал.

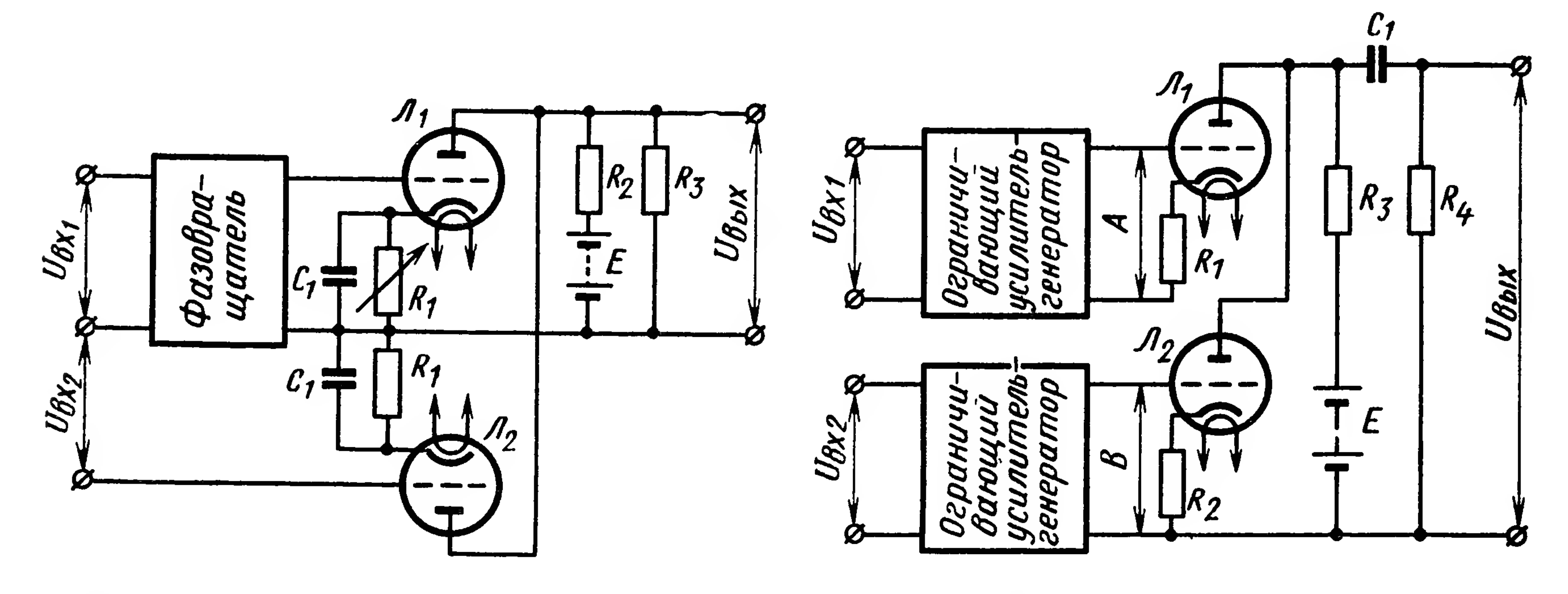


Рис. II.24. Схема устройства для измерения фазы

Рис. II.25. Схема устройства для измерения фазы

Сопротивлением R_1, включенным в цепь катода лампы $Л_1$, можно так подобрать коэффициент ее усиления, что амплитуда выходного сигнала будет равна амплитуде стандартного сигнала, усиленного лампой $Л_2$.

Регулируя фазовращатель таким образом, чтобы фаза измеряемого сигнала отличалась на 180° от фазы стандартного сигнала, получим на выходе устройства нулевой сигнал.

Пример другой схемной реализации для измерения фаз приведен на рис. II.25. На один из входов, например $U_{вх1}$, ограничивающего усилителя — генератора подается сигнал, фазу которого надо измерить.

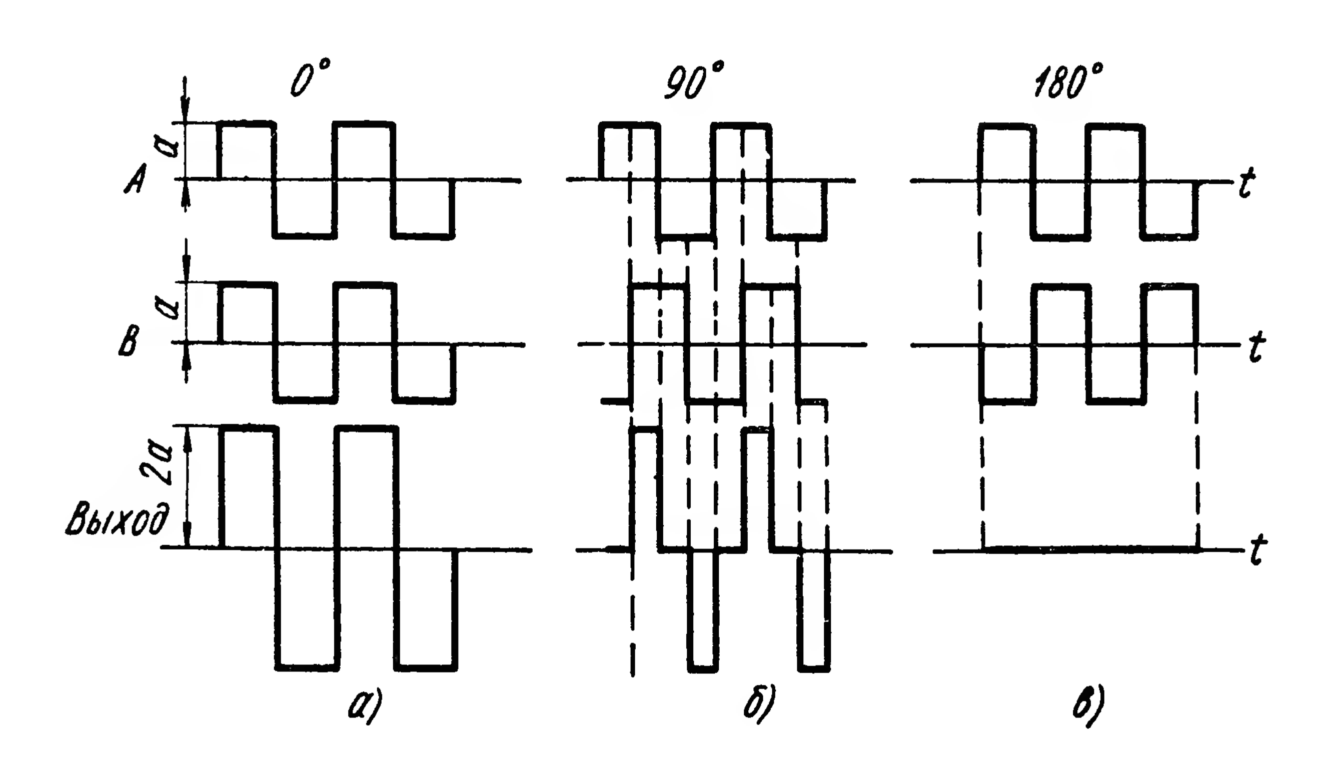


Рис. II. 26. Эпюры напряжений:

а — сдвиг фаз — 0°; *б* — сдвиг фаз — 90°; *в* — сдвиг фаз — 180°.

Эпюры напряжений в соответствующих точках схемы приведены на рис. II.26.

10. ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Устройствами для измерения напряжения, тока и мощности могут являться также различные типы электронных усилителей. Они применяются как для постоянного, так и переменного тока.

Рис. II.27. Измерительная схема на электрометрической лампе

Среди усилителей постоянного тока имеется класс усилителей, у которых сопротивление входного контура постоянному току очень велико ($R = 10^{10} \div 10^{15}$ *ом*). Это достигается за счет использования специальных электронных усилительных ламп, которые имеют очень малые токи в управляющей сетке. Такие усилители называются электрометрическими. Если для постоянных электрических зарядов применяются электростатические устройства, то для малых изменяющихся зарядов применяются электрометрические усилители.

Простейшим примером практического использования электрометрической лампы может служить схема, приведенная на рис. II.27.

Электрометрические усилители используются в тех случаях, когда генератор, создающий напряжение, имеет большое внутреннее сопротивление. Таковы, например, цепи с ионизационными

камерами, пьезоэлектрические контуры, специальные емкостные и фото-электрические цепи.

Характерной особенностью электрометрических усилителей является меньшая стабильность во времени по сравнению с усилителями, имеющими малые входные сопротивления. Для создания необходимой стабильности используют различные компенсационные схемы.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Арутюнов В. О.** Электромеханические логометры, М., Госэнергоиздат, 1956, 292 с.
2. **Гольдфарб Л. С., Рузский Ю. Е.** Чувствительные элементы для измерения электрических величин. Основы автоматического регулирования. Под редакцией Солодовникова В. В. Т. II. ч. I. М., Машгиз, 1959.
3. **Зелях Э. В.** Основы общей теории линейных электрических схем. Изд-во АН СССР 1951, 335 с.
4. **Карандеев К. Б.** Мостовые методы измерений. Киев, Гостехиздат УССР. 1953, 246 с.
5. **Карандеев К. Б., Штамбергер Г. А.** Обобщенная теория мостовых цепей переменного тока, изд-во СО АН СССР, 1961, 224 с.
6. **Маркус Дж.** Применение электронной автоматики. М., Изд-во иностр. лит., 1962, 325 с.
7. **Маркус Дж.** Схемы электронной автоматики. М., Изд-во иностр. лит., 1962, 342 с.
8. **Прытков В. Т., Талицкий А. В.** Курс электрических измерений. М — Л, 1960.
9. **Усачев А. П., Иоанисян А. Б.** Электрические усилители. Приборостроение и средства автоматики. Под редакцией Гаврилова А. Н. Т. IV, М., «Машиностроение», 1966, 716 с.
10. **Харкевич А. А.** Теория преобразователей. Госэнергоиздат, М. — Л., 1948.

ГЛАВА III

УСТРОЙСТВА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕПЛОВЫХ ВЕЛИЧИН

Регулирование тепловых величин, к которым в первую очередь относятся температуры самых различных веществ и тел, находит широкое применение в самых различных областях техники. Системы автоматического управления многими объектами и процессами основаны на измерении их тепловых параметров—температур. Разнообразие условий и широкий диапазон измеряемых температур (табл. III.I) обуславливают применение различных методов измерения и использование различных чувствительных элементов. Наиболее низкая температура, полученная до настоящего времени, составляет $1{,}2 \times 10^{-6}$ °К. Наивысшая температура, достигнутая в земных условиях, приближается к 10^{8}°К. Применяемые при тепловых измерениях чувствительные элементы можно условно разделить на первичные и вторичные. К первым относятся термометры, по которым устанавливается термодинамическая шкала

Таблица III.1

Области температур	Температурный интервал	Методы измерения
Сверхнизкие	$1{,}2 \cdot 10^{-6}$ °К ÷ 1 °К	Парамагнитный метод; термометры сопротивления; метод, использующий эффект Мэссбауэра
Низкие	1 °К ÷ 90 °К	Термопары, термометры сопротивления, специальные термометры, элементарные полупроводники, угольные сопротивления; метод, основанный на изменении скорости звука с изменением температуры
Средние (международная шкала температур)	90 °К ÷ 1063 °С	Термометры, термометры сопротивления, термисторы, термопары
Высокие	1063 °С ÷ 10^{8} °К	Специальные термопары, оптические, радиационные и цветовые пирометры, ионизационный метод

температур. Такими термометрами являются: газовый термометр (воспроизводит термодинамическую температуру в области от 1063°С до 10° К); термометр, основанный на использовании скорости звука в газообразном гелии (от 10° К до 4,2° К), а также термометр, основанный на измерении упругости насыщенных паров гелия (от 4° К до 1° К). Все перечисленные выше устройства имеют сложную конструкцию и большую инерционность. Поэтому, хотя эти приборы и позволяют измерять температуру с высокой точностью, они не применимы в автоматических системах. В системах автоматического управления и регулирования в качестве измерителей температуры используются исключительно вторичные термометры. Основными характеристиками термометров всех типов являются чувствительность, точность, инерционность.

1. ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

К термоэлектрическим измерительным устройствам условно можно отнести все измерительные устройства, применяемые в автоматических системах, основанные на преобразованиях тепловой энергии в электрическую. Входными параметрами таких измерительных устройств являются тепловые, а выходными — электрические. Высокие требования, предъявляемые к точности измерений температур, делают необходимым применение в схемах измерительных устройств кроме чувствительных элементов также усилителей и нередко вторичных преобразователей. При этом чувствительные элементы служат для восприятия изменений регулируемой температуры и преобразования этих изменений в соответствии с тем или иным заложенным в них физическим принципом в электрические сигналы. При высокой точности измерений получаемый уровень этих первичных электрических сигналов недостаточен для непосредственного использования в автоматических системах и требует усиления. Вторичные преобразователи используются в целях согласования вышеуказанных сигналов с типовыми входными устройствами управляющих и регулируемых систем. Такой принцип построения термоэлектрических измерительных устройств позволяет свести их рассмотрение к нескольким наиболее целесообразным обобщенным схемам. Рассматриваемые ниже различные чувствительные элементы с электрическим выходным сигналом обычно включаются в мостовую уравновешивающую цепь (рис. III.1), являющуюся входным элементом блока усиления и преобразования. Выбор

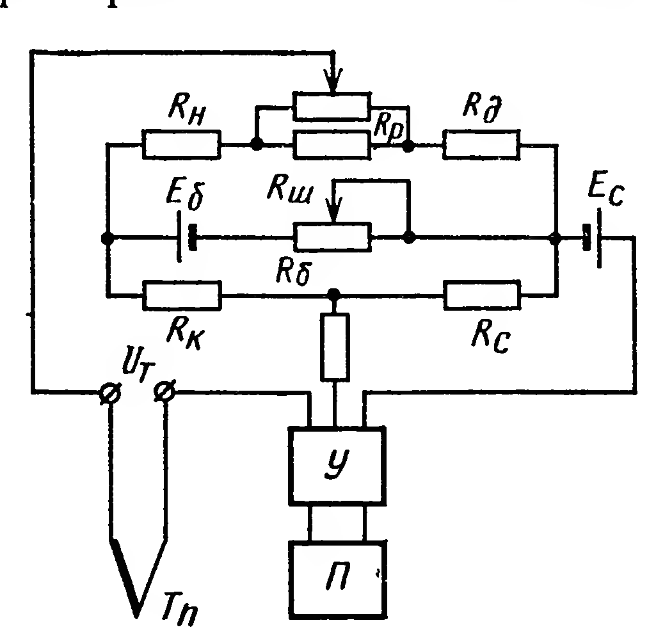


Рис. III.1. Схема включения чувствительного элемента в мостовую уравновешивающуюся цепь:

П — преобразователь, *У* — усилитель, U_T — напряжение с выхода чувствительного элемента

элементов уравновешивающей цепи производится исходя из требуемой чувствительности и точности. Чувствительность по току

$$S_T = \frac{1}{R_T + R_y + R_м}. \qquad \text{(III.1)}$$

Чувствительность по напряжению

$$S_н = \frac{R_y}{R_T + R_y + R_м}, \qquad \text{(III.2)}$$

где R_y — входное сопротивление усилителя;
$R_м$ — выходное сопротивление мостовой схемы;
$R_т$ — внутреннее сопротивление источника измеряемого напряжения с учетом соединительных проводов.

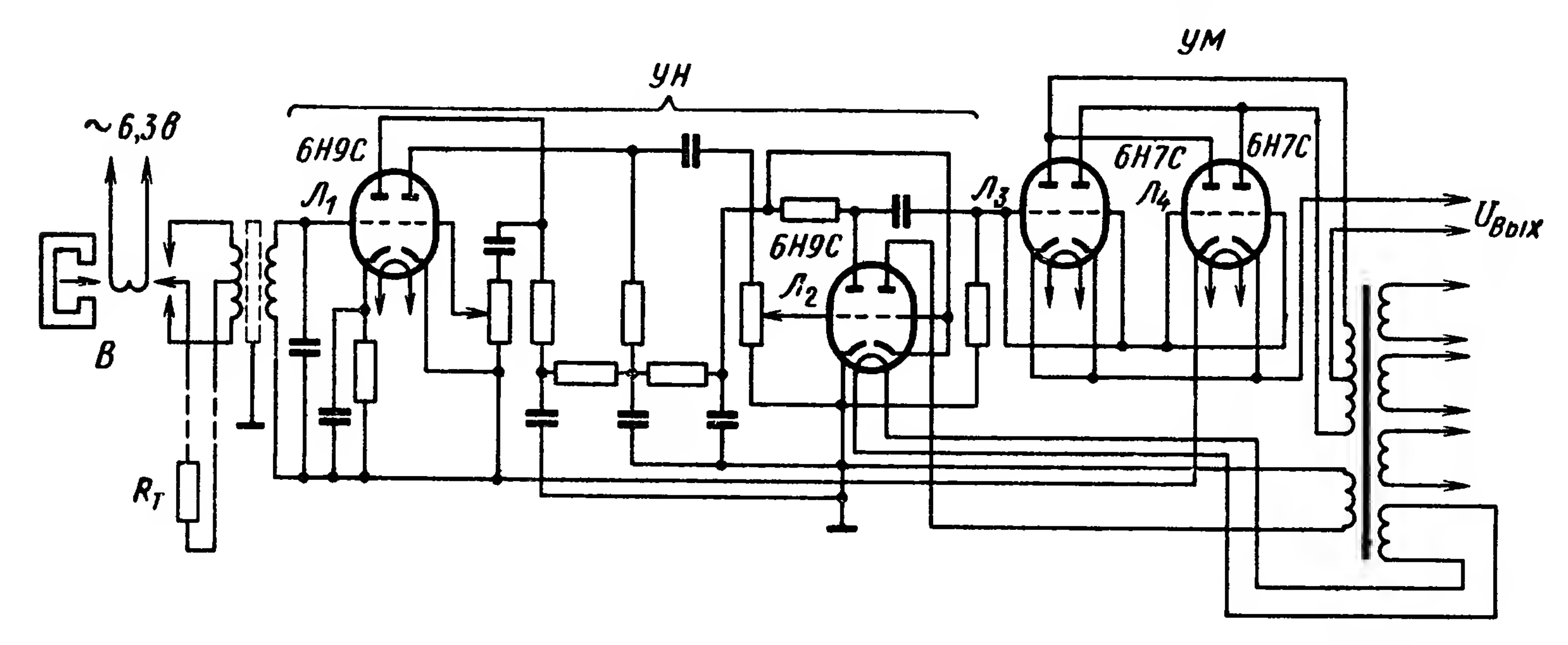


Рис. III.2. Схема термоэлектрического измерительного устройства с термометром сопротивления и электронным усилителем:

$R_т$ — термометр сопротивления, *УН* — усилитель напряжения, *УМ* — усилитель мощности, *В* — вибропреобразователь, $U_{вых}$ — выходной сигнал.

Поскольку R_T задано типом и размерами чувствительного элемента, то для выполнения условия максимума чувствительности

$$R_y \gg R_T + R_м \qquad \text{(III.3)}$$

необходимо минимизировать величину $R_м$. При заданном пороге чувствительности измерительного устройства Δ порог чувствительности усилителя будет равен

$$\Delta_y = \Delta S_н. \qquad \text{(III.4)}$$

Отсюда условие выбора мостовой схемы будет иметь вид

$$R_м \leqslant R_y\left(\frac{\Delta}{\Delta_y} - 1\right) - R_T. \qquad \text{(III.5)}$$

На рис. III.2. представлена схема термоэлектрического измерительного устройства с электронным усилителем типового выполнения. Для преобразования постоянного напряжения, поступающего с моста, служит вибропреобразователь *В*. Последующее усиление электрического сигнала, огибающая которого содержит информацию об измеряемом параметре, осуществляется в первых

каскадах реостатно-емкостного усилителя *УН*. Коэффициент усиления достигает 10^5. Выход усилителя мощности *УМ* подключается к управляющей обмотке двухфазового асинхронного электродвигателя, который перемещает движок компенсирующего разбаланс моста реохорда. К валу электродвигателя может быть также присоединен и вторичный преобразователь в виде дополнительного реохорда для электрических систем управления или в виде соответствующего пневматического или гидравлического преобразователя в соответствии с применяемой системой управления. На рис. III.3 при-

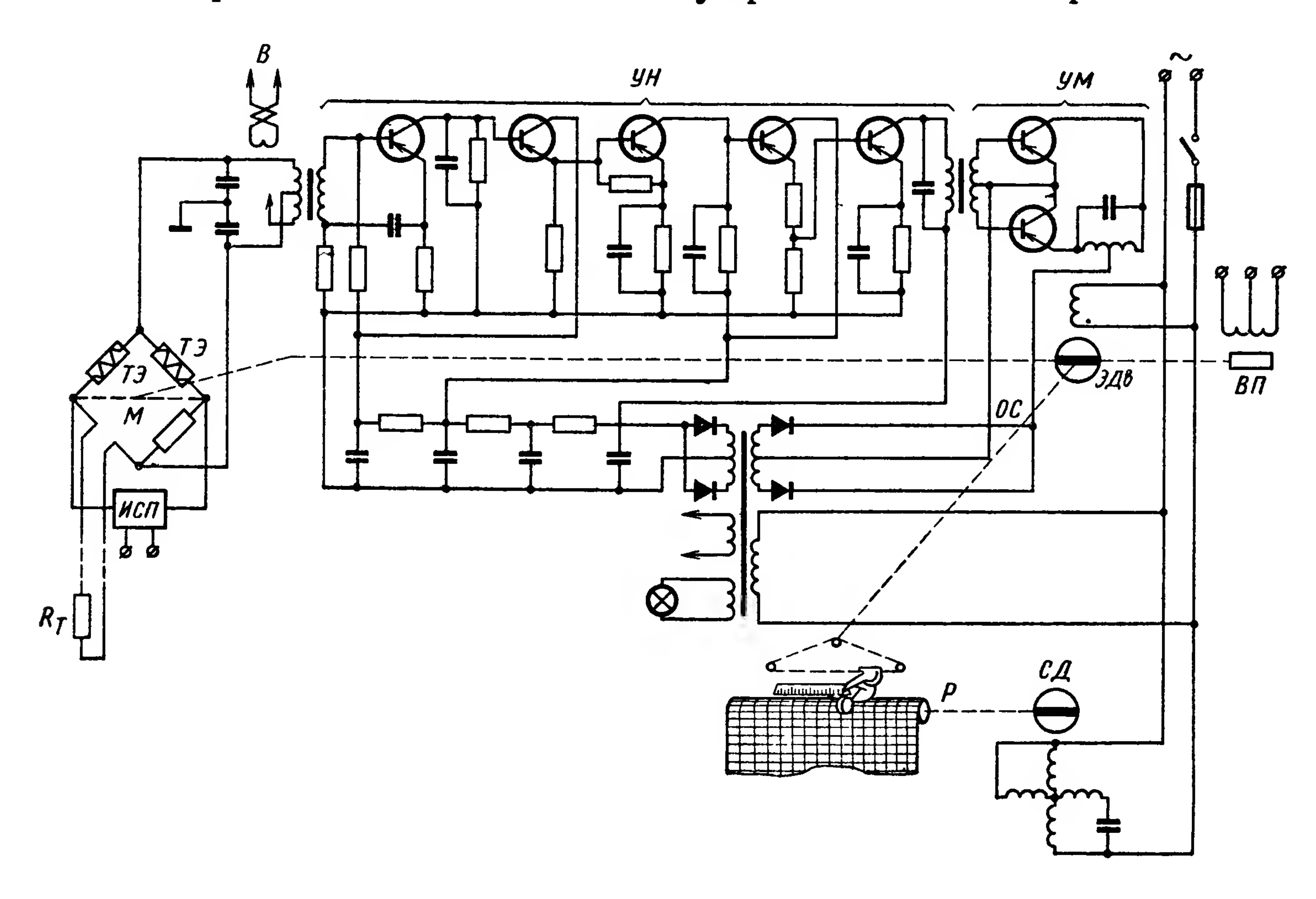


Рис. III.3. Схема термоэлектрического измерительного устройства с полупроводниковым усилителем:

R_T — термометр сопротивления, *М* — мост, *В* — вибропреобразователь, *УН* — усилитель напряжения, *УМ* — усилитель мощности, *ВП* — вторичный преобразователь, *ЭДв* — электродвигатель, *СД* — синхронный электродвигатель, *Р* — регистратор, *ТЭ* — тензоэлементы, *ИСП* — источник стабилизированного питания

ведена схема термоэлектрического измерительного устройства с малогабаритным усилителем. Использованный в схеме тензометрический мост повышает надежность работы всего устройства. Отсутствие в нем контактов способствует также увеличению точности измерений за счет меньшего уровня шумов. При этом применен полупроводниковый усилитель с обратной связью по скорости электродвигателя, что способствует повышению стабильности его коэффициента усиления и помехозащищенности. Чувствительность усилителя составляет ~1 *мкв*, а уровень шумов не выше 8 *мкв*, потребляемая мощность ~5 *вт*. Применение усилителя со скоростной обратной связью позволяет повысить быстродействие измерительного устройства.

Металлические термометры сопротивления используются для измерений средних и низких температур. Они применяются при точ-

ных измерениях температур в диапазоне от абсолютного нуля и до 1000° С. Действие термометров сопротивления основано на том, что электрическое сопротивление металлов изменяется одновременно с изменением температуры. Удельное сопротивление металла определяется по формуле

$$\rho = \frac{1}{n_{-} e \mu_{-}}, \qquad (III.6)$$

где n_{-} — число свободных электронов в единице объема;
e — заряд электрона;
μ_{-} — подвижность электрона, характеризуемая его скоростью в поле, имеющего напряженность 1 *в/см*.

Удельное сопротивление металлов достаточно мало, $\rho \approx 10^{-5} \div 10^{-6}$ *ом/см*, что объясняется высокой концентрацией электронов, не зависящей от температуры. При высоких температурах ρ зависит от колебаний кристаллической решетки металла, т. е. определяется подвижностью электронов. При изменении температуры подвижность электронов изменяется. Подвижность электронов зависит также от концентрации примесей в металле. Поэтому удельное сопротивление достаточно чистых металлов можно представить в виде $\rho = \rho_0 + \rho(T)$, где ρ_0 не зависит от температуры. При понижении температуры до 30°—40° К сопротивление металлов уменьшается почти линейно, т. е. $\rho(T) = kT$, а при $T \to 0°$ К оно становится пропорциональным T^5. На рис. III.4 приведены характеристики некоторых проволочных металлических термометров сопротивления. Наиболее часто для термометров сопротивления используется чистая платина. Эти термометры применяются для измерений температур до 20° К. Платина химически инертна и обладает высоким удельным сопротивлением, зависимость от температуры которого линейна до 60° К. При температурах ниже 20° К температурный коэффициент сопротивления платины мал и применение ее становится нецелесообразным. В области температур жидкого гелия и ниже рекомендуется применять бронзовые термометры сопротивления. Это объясняется тем, что температурный коэффициент их не зависит от магнитных полей, которые обязательно присутствуют при этих температурах. В интервале температур 1—5° К применяют сплав бронзы с оловом и свинцом, а также фосфористую бронзу. Эти сплавы обладают более высоким температурным коэффициентом, хотя его величина и зависит от силы магнитного поля. В диапазоне от 3 до 5° К применяется сплав серебра.

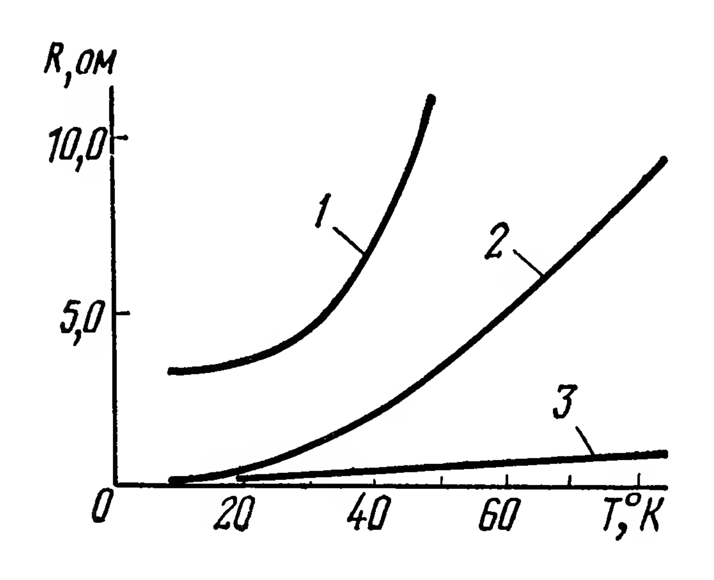


Рис. III.4. Характеристики некоторых проволочных металлических термометров сопротивления:

1 — медь (⌀ 0,04 *мм*, l = 2000 *мм*) ($R_{273° K}$ = 280 *ом*); 2 — платина ($R_{273° K}$ = 50 *ом*); 3 — индий (⌀ 0,25 *мм*, $R_{273° K}$ = 3,4 *ом*).

В настоящее время в промышленности нормализованы только термометры сопротивления из платины и меди (ГОСТ 6651—59). Термометры сопротивления выпускаются следующих типов: ТСП — термометр сопротивления платиновый, ТСМ — термометр сопротивления медный. В зависимости от целей применения медные и платиновые термометры сопротивления выпускаются герметичными и негерметичными. Промышленные медные термометры сопротивления применимы в диапазоне температур от —50° С до +180° С. Платиновые — в диапазоне от —200° С до +500° С. Постоянная времени промышленных термометров сопротивления колеблется от нескольких секунд до сотен секунд. Чувствительность термометра определяют по формуле

$$S = \left(\frac{\partial R}{\partial T}\right)_T \approx \frac{\Delta R}{\Delta T}, \qquad (III.7)$$

где ΔR — изменение сопротивления при изменении температуры на ΔT.

Из этой формулы следует, что с увеличением сопротивления чувствительность возрастает. Однако существует оптимальное значение сопротивления, зависящее от условий работы. Термометр сопротивления является самым точным чувствительным элементом из числа применяемых для измерений температур. Он позволяет измерять температуру с точностью до 0,001° С. Для получения такой точности измерения температуры необходимо измерять сопротивление с точностью не ниже $(2 \div 4) \times 10^{-6}$. Термометр сопротивления обладает наибольшей надежностью при измерениях высоких температур. Основным недостатком этих термометров являются большие габариты, препятствующие применению их при измерениях температур в малых объемах. Для последних используют термисторы и термопары.

Полупроводниковые измерители температур. Сопротивление полупроводников, в противоположность металлическим термометрам, увеличивается с понижением температуры. Это можно объяснить следующим. Электропроводность полупроводникового элемента описывается формулой

$$\frac{1}{\rho} = n_- e\mu_- + n_+ e\mu_+. \qquad (III.8)$$

где n_+ — число дырок в единице объема;

μ_+ — подвижность их.

При понижении температуры числа n_+ и n_- в полупроводнике быстро убывают, значительно быстрее, чем их подвижности. Для измерения температур широко применяются полупроводниковые термосопротивления (термисторы). Удельное сопротивление термистора изменяется в зависимости от температуры по экспоненциальному закону

$$\rho = Ae^{B/T}, \qquad (III.9)$$

где A и B — постоянные.

Таблица III.2

Параметры некоторых термосопротивлений

Наименование параметра	Тип сопротивления				
	ММТ-1	ММТ-4	ММТ-6	КМТ-1	КМТ-4
Диапазон величин номинальных сопротивлений при 20 °С	1—200	1—200	10—100	20—1000	20—1000
Интервал рабочих температур в °С	от—60 до 120	от—60 до 120	от—60 до 120	от—20 до 180	от—20 до 120
Постоянная времени в *сек*	85	115	35	85	115

Это является большим недостатком термисторов. На рис. III.5 приведены зависимости удельного сопротивления от температуры для платины, серебра, германия с небольшим количеством примесей, а также для термистора. Из приведенных кривых видно, что удельное сопротивление полупроводниковых материалов может возрастать на несколько порядков при небольшом даже понижении температуры. Промышленность в настоящее время выпускает следующие типы термисторов: КМТ-1, КМТ-4, ММТ-4, ММТ-6, ТОС-М (см. табл. III.2). Материалами для изготовления термисторов служат: медномарганцевые и кобальтомарганцевые соединения. Термисторы изготовляются в виде стержней (ММТ-1, КМТ-1 и др.), а также в виде дисков (ТОС-М) или шариков. Термисторы шариковой формы монтируются на тонких проводах в вакуумированной или наполненной газом ампуле. Большое сопротивление термисторов позволяет располагать их на значительных расстояниях от измерительных схем. В результате небольших габаритов и малой теплоемкости термисторы обладают меньшей постоянной времени по сравнению с другими термометрами сопротивления. Диапазон измеряемых температур составляет от —60° С до +180° С. Термисторы позволяют измерять температуру с точностью до 0,0005° С. Некоторые полупроводниковые соединения, отличные от применяемых для изготовления термисторов, используются для измерения температур как более высоких, так и более низких, чем это допускают промышленные образцы. Например, корундовый полупроводник позволяет измерять температуру в диапазоне от 850 до 1100° С. Известно,

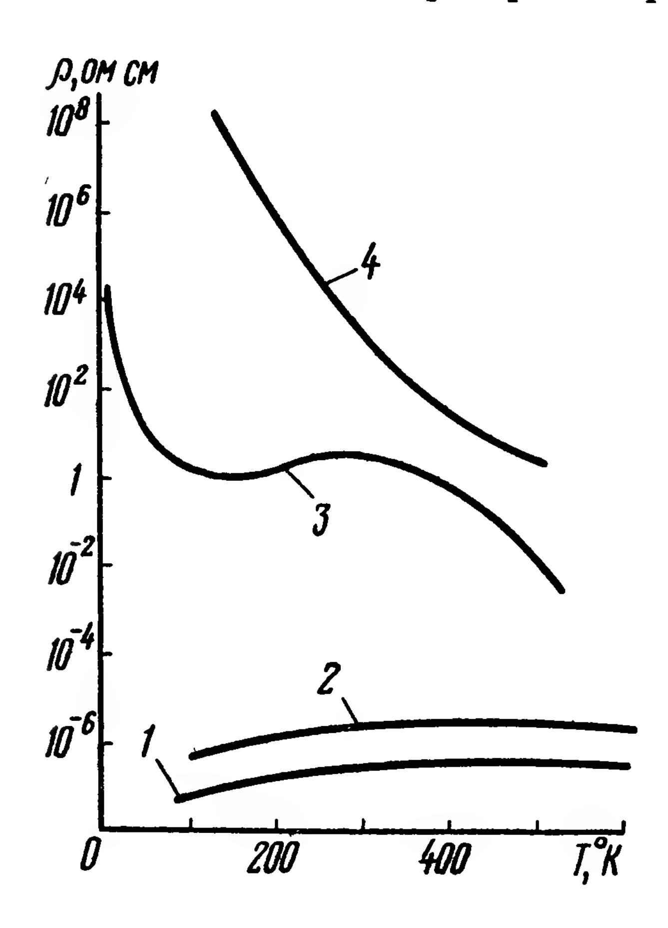


Рис. III.5. Кривые зависимости удельного сопротивления от температуры:

1 — серебро; *2* — платина; *3* — германий; *4* — термистор

что термометр в виде электропроводящего слоя на стекле позволяет измерять температуру в диапазоне от 1 до 300° K. Следует указать, что при низких температурах сопротивление полупроводника зависит от магнитных полей. Методы измерений, применяемые при полупроводниковых чувствительных элементах, не отличаются от применяемых при металлических.

Элементарные полупроводники. При низких температурах (вблизи от 1° K) наиболее удовлетворительные результаты можно получить с полупроводниковыми элементами из кристаллов германия и кремния. Однако в настоящее время нет никакой универсальной формулы, удовлетворительно описывающей зависимость сопротивления полупроводника от температуры. При измерениях низких

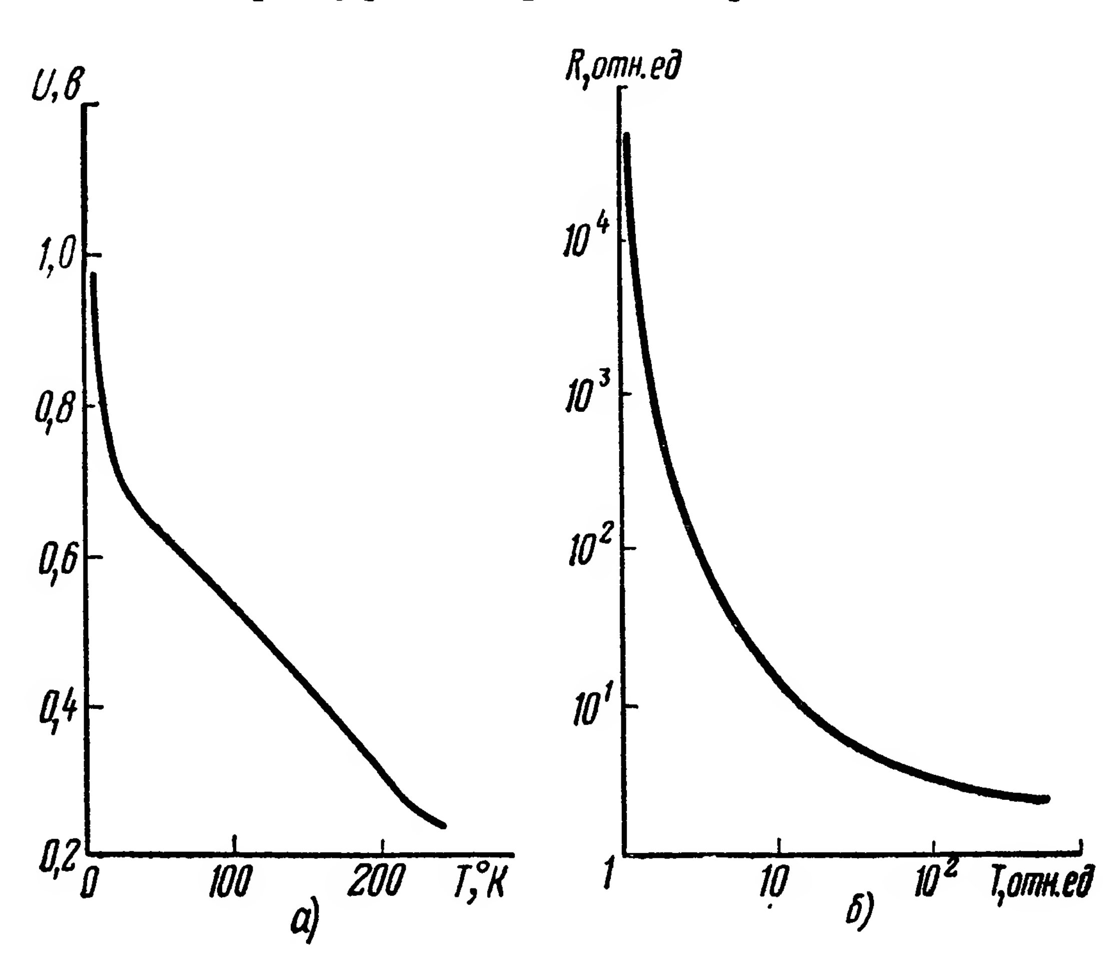


Рис. III.6. Характеристики полупроводниковых и угольных термометров:

а — характеристика термометра — германиевый диод при постоянном измерительном токе; *б* — обобщенная зависимость сопротивления от температуры

температур необходимо учитывать, что сопротивление этих термометров изменяется пропорционально квадрату магнитного поля. Кроме того, германиевые термометры необходимо защищать от действия светового потока. На рис. III,6, *а* приведена характеристика германиевого диода при постоянном измерительном токе.

Угольные термометры. Для измерений температур применяют также угольные термометры сопротивления, имеющие высокое удельное сопротивление и большой отрицательный температурный коэффициент. Они изготовляются из графита и углей. При низких температурах графит имеет отрицательный температурный коэффициент сопротивления, зависящий от содержания примесей и от величины кристаллических зерен. Для чистого графита величина удельного сопротивления ρ при низких температурах пропорциональна $1/T$. Графит не теряет своих свойств и при высоких температурах и поэтому может применяться при измерениях температур в диапазоне 0—2300° K. Угольные термометры нечувствительны к магнитным полям. Термометр, изготовленный путем нанесения угольной сажи на бумагу, применялся для измерений температуры

ниже 1° К. Применяются термометры, изготовленные в виде взвесей графита в воде, спирте и других веществах, однако их характеристики воспроизводятся только при температурах жидкого водорода или ниже. В настоящее время для измерений низких температур используются промышленные угольные радиотехнические сопротивления, однако различные типы сопротивлений имеют отличные характеристики. Эмпирически получена зависимость сопротивления от температуры в виде

$$T = \frac{\ln R}{(\sqrt{a_{-1}} + \sqrt{a_1} \ln R)^2}, \qquad \text{(III.10)}$$

где R — сопротивление в омах;

a_1 и a_{-1} — константы, определяемые экспериментально (рис. III.6, *б*).

Термопары. Термопара представляет собой цепь, состоящую из двух проводников, выполненных из различных материалов. При наличии разности температур на концах (спаях) термопары, между ними возникает электродвижущая сила. Концы термопары, присоединяемые к усилителю, называются холодным спаем, а присоединенные к объекту, температуру которого измеряют, — горячим. Горячий спай термопары может быть выполнен небольших размеров, что делает термопару удобным чувствительным элементом при измерениях температур в ограниченных объемах. Малый размер способствует и уменьшению ее постоянной времени. Диапазон температур, в котором применяются термопары, достаточно велик: от 0° К до 1600° С и выше. Характеристики термопары наиболее подходят для измерений температур до 1000° С. В этом интервале температур по точности термопары уступают только термометрам сопротивления и газовым термометрам. Свыше 1000° С они более надежны, чем другие термометры, и лишь при температурах выше 1600 °С уступают оптическим пирометрам. В табл. III.3 приведены наиболее часто применяемые типы термопар, а на рис. III.7 даны градуировочные кривые. Методы измерений температур с помощью термопар не отличаются от приведенных в начале главы. Малые значения э. д. с., получаемой от термопары, определяют необходимость применения усилителей с модуляцией. Во избежание погрешностей, при измерении необходимо стабилизировать температуру холодного спая или вводить в измерительную схему соответствующую поправку каким-либо автоматическим путем, например включением в цепь термопары компенсирующего сопротивления и т. п. Постоянная времени для различных типов промышленных термопар изменяется от нескольких секунд до сотен секунд. В отдельных случаях применяются специальные термопары: иридий-иридийродиевая — для измерения температуры до 2000° С; вольфрам-вольфраммолибденовая — для измерения температур свыше 2000° С; вольфрам-молибденовая — для измерения в диапазоне до 2600° С; тантал-молибденовая — до 2600° С; вольфрам-танталовая — до 3000° С.

Чувствительность термопары определяется по формуле

$$S = \frac{\partial E}{\partial T} \approx A + BT + CT^2, \qquad (III.11)$$

где E — выходное напряжение термопары;
T — температура горячего спая (если холодный находится при 0° С); постоянные A, B и C зависят от материалов термопары.

Таблица III.3

Характеристики некоторых термопар

Тип термопары	Температурный интервал в °С
Платинородий (10%) — платина	+250 ÷ +1450
Хромель — алюмель	+200 ÷ +1200
Медь — константан	+185 ÷ +500
Железо — константан	+200 ÷ +750
Серебро — константан	0 ÷ +600
Нихром — константан	до 600
Платинородий (10%) — золотопалладий	1250
Иридий — иридий — рутений	1800

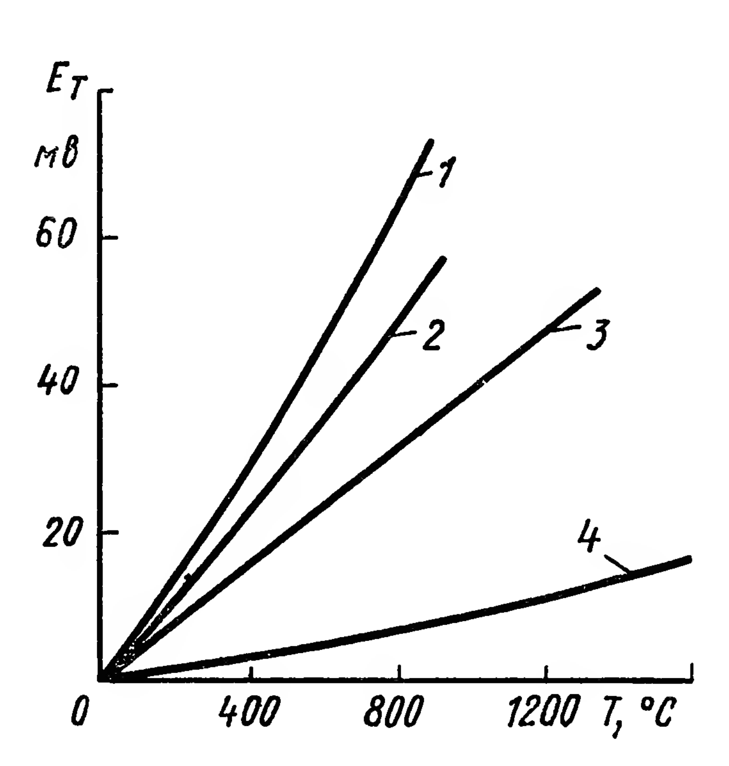


Рис. III.7. Градуировочные кривые некоторых термопар:

E_T — термоэлектродвижущая сила в милливольтах; T° С — температура в градусах Цельсия; *1* — хромель-копель; *2* — железо-копель; *3* — хромель-алюмель; *4* — платинородий-платина

Приближенные значения чувствительности для термопар, образованных из указанных материалов в паре с платиной, приведены в табл. III.4.

Таблица III.4

Чувствительность специальных термопар

Материал элемента термопары	Чувствительность в *мв*/град	Материал элемента термопары	Чувствительность в *мв*/град	Материал элемента термопары	Чувствительность в *мв*/град
Висмут	72	Алюминий	3,5	Казмит	7,5
Константан	35	Свинец	4	Железо	18,5
Никель	15	Тантал	4,5	Нихром	25
Камит	9	Радий	6	Сурьма	47
Натрий	2	Серебро	6,5	Германий	300
Платина	0	Медь	6,5	Кремний	440
Ртуть	0,6	Золото	6,5	Теллур	500
Уголь	3	Вольфрам	7,5	Селен	900

2. ИОНИЗАЦИОННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ ТЕМПЕРАТУР, ПАРАМАГНИТНЫЕ И ШУМОВЫЕ ТЕРМОМЕТРЫ

Методы оптической пирометрии позволяют определять только поверхностную температуру раскаленных тел. Для определения температур в диапазоне 25 000° С — 50 000° К, например в условиях плазмы, оптические методы не пригодны. Для измерения таких температур в указанных условиях применяют ионизационные методы, основанные на зависимости степени ионизации газа от температуры:

$$\lg \frac{\varepsilon^2}{1-\varepsilon} P = -5050 \frac{E}{T} + \frac{5}{2} \lg T + \lg \frac{\omega_A + \omega_C}{\omega_A} - 6{,}491, \quad (III.12)$$

где ε — степень ионизации;
P — давление газа в *атм*;
E — потенциал ионизации в *в*;
ω — малое целое число, зависящее от природы низшего энергетического уровня.

Если в некоторый объект, содержащий смесь атомов, ионов и электронов, опустить два электрода с приложенной к ним разностью потенциалов, то во внешней цепи потечет ток, зависящий от степени ионизации, по величине которого возможно определить температуру плазмы.

Парамагнитные термометры. В области сверхнизких температур (ниже 1° К) применяют парамагнитные термометры. Их действие основано на том, что магнитная восприимчивость некоторых парамагнитных веществ возрастает с понижением температуры. Для измерений выбирают такие парамагнетики, которые подчиняются закону Кюри в требуемой области температур. Для идеального парамагнетика, в котором магнитные диполи не взаимодействуют между собой, закон Кюри имеет вид

$$\chi = \frac{C}{T}, \quad (III.13)$$

где χ — магнитная восприимчивость;
C — постоянная Кюри.

На самом деле, вследствие неидеальности парамагнетика зависимость магнитной восприимчивости от температуры выражается формулой

$$\chi_м = \frac{C}{T - \Delta}, \quad (III.14)$$

где Δ — мера отклонения от закона Кюри.

Поскольку для сферического образца $\Delta = 0$ (т. е. $\chi_м = \chi$), то для измерений температуры применяют только сферические образцы. При определении температур с помощью парамагнетиков чаще других используется метод, основанный на измерении взаимоиндуктивности (рис. III.8). Одна из катушек, изображенных на схеме, содержит парамагнетик. При изменении температуры парамагнетика

его магнитная восприимчивость изменяется, что приводит к изменению взаимоиндуктивности обеих катушек. Переменное магнитное поле создается первичной катушкой *ПК*. Если через M_0 обозначить взаимоиндуктивность катушек без парамагнетика, то взаимоиндуктивность с парамагнетиком

$$M = M_0 [1 + 4\pi f \chi_м (T)], \quad (III.15)$$

где f — коэффициент заполнения;
T — температура.

Значение M_0 компенсируется последовательно-встречным включением взаимоиндуктивности с катушкой термометра *Т*. Когда $M = M_0$, устройство будет измерять только зависящую от изменения температуры часть взаимоиндуктивности. Точность данного метода зависит от ряда факторов: величины магнитной восприимчивости парамагнетика, количества используемого парамагнитного вещества, точности измерения индуктивности.

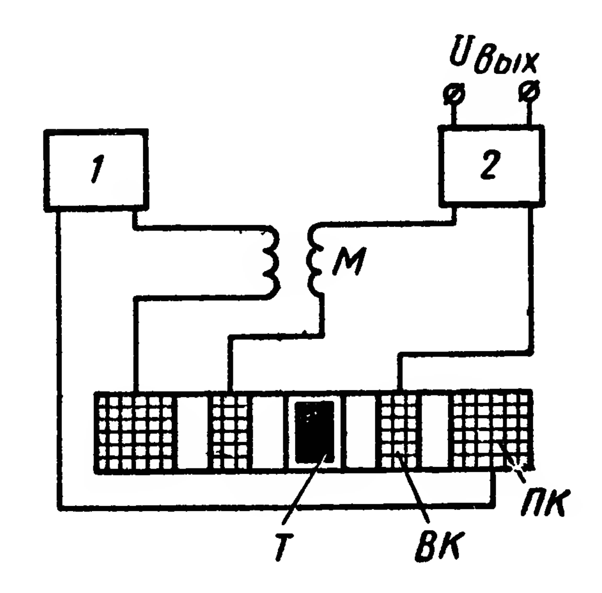


Рис. III.8. Схема измерительного устройства с парамагнитным термометром:

1 — источник тока; *2* — усилитель-преобразователь; *ПК* — первичная катушка; *ВК* — вторичная катушка; *Т* — парамагнитный термометр; *М* — взаимоиндуктивность

Шумовый термометр. При весьма низких температурах (вплоть до абсолютного нуля) электроны в проводниках находятся в хаотическом движении. Это движение электронов создает на концах проводника хаотически изменяющееся напряжение с широким спектром частот. Квадрат среднего значения этого напряжения равен

$$\overline{U}^2 = 4kTR\Delta f, \quad (III.16)$$

где k — постоянная Больцмана;
T — температура в градусах Кельвина;
R — сопротивление проводника;
Δf — выделенная полоса частот.

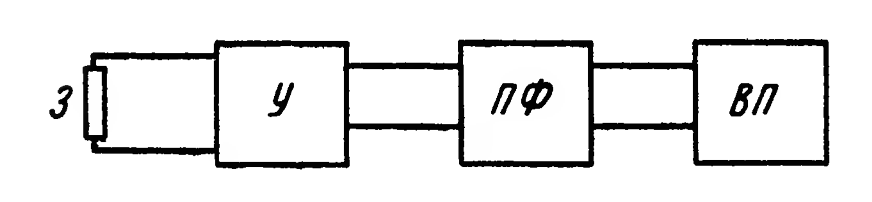


Рис. III.9. Блок-схема шумового термометра:

З — зонд; *У* — усилитель; *ПФ* — полосовой фильтр; *ВП* — вторичный преобразователь

Блок-схема шумового термометра показана на рис. III.9. Напряжение, возникающее на сопротивлении зонда, составляет несколько микровольт. Сопротивление зонда — порядка 1 *ком*. Оно выполняется из платиновой проволоки. Шумовым термометром можно измерять температуру от —173° С до сравнительно высоких значений.

3. ОПТИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

В оптических измерительных устройствах, предназначенных для определения температур, в основном используются фотоэлектрические принципы преобразования энергии излучения в электриче-

ские сигналы. Большинство устройств, предназначенных для измерения нестационарных температур (рис. III.10), имеет три основных элемента: чувствительный элемент *ЧЭ*, воспринимающий излучения объекта *О*; усилитель *У* и преобразователь *П*. В некоторых схемах к этим элементам добавляются еще оптические модуляторы излучений M_1 и M_2 и источник сравнения *И*. В ряде случаев в измерительных устройствах применяется обратная связь, воздействующая на параметры источника сравнения.

Устройства для измерения температуры могут иметь как один чувствительный элемент, так и несколько. Соответственно их структурные схемы будут одноканальные или многоканальные. В многоканальных системах точность измерения несколько снижается из-за различия характеристик отдельных каналов.

Источник сравнения используется в схемах, которые работают по методу лучеиспускания — поглощения или с применением различных модификаций метода обращения спектральной линии.

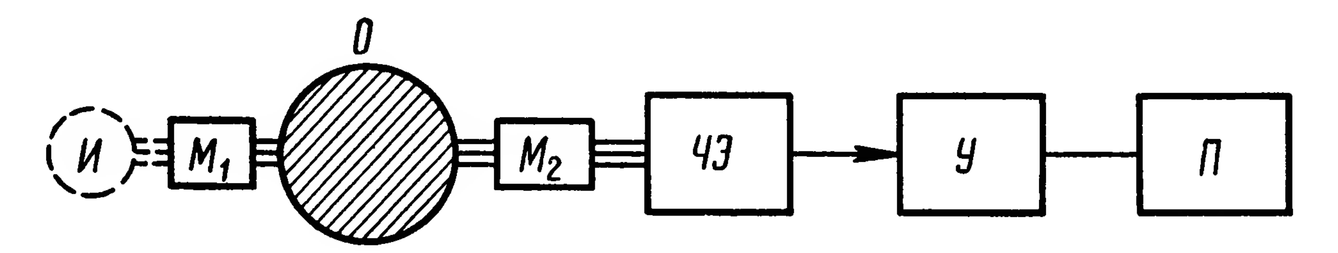


Рис. III.10. Общая структурная схема устройства, предназначенного для измерения нестационарных температур

Измерение температуры может быть дискретным или непрерывным. В первом случае измерительный сигнал представляет собой одиночные электрические импульсы. Во втором случае измерительный сигнал представляет собой непрерывную последовательность значений. В подавляющем большинстве фотоэлектрических систем, применяемых для измерения температуры, используется обтюрация или коммутация световых потоков, вследствие чего такие системы являются системами дискретного действия.

Различные фотоэлектрические схемы в зависимости от преобразований, выполняемых ими для получения сигнала, пропорционального величине температуры, можно разделить на следующие группы:

схемы прямого измерения температуры;

схемы, измеряющие температуру по величине отношения амплитуд электрических импульсов, соответствующих различным световым потокам;

измерительные схемы с обратной связью.

Применяемые в этих схемах оптические устройства подразделяются на:

оптические обтюраторы и модуляторы, создающие на фотоэлементе последовательности электрических импульсов, амплитуды которых соответствуют интенсивности светового потока в разные моменты времени;

оптические коммутаторы для формирования на фотоэлементе последовательности электрических импульсов, амплитуды которых

соответствуют интенсивностям излучений нескольких световых потоков с различными спектральными диапазонами.

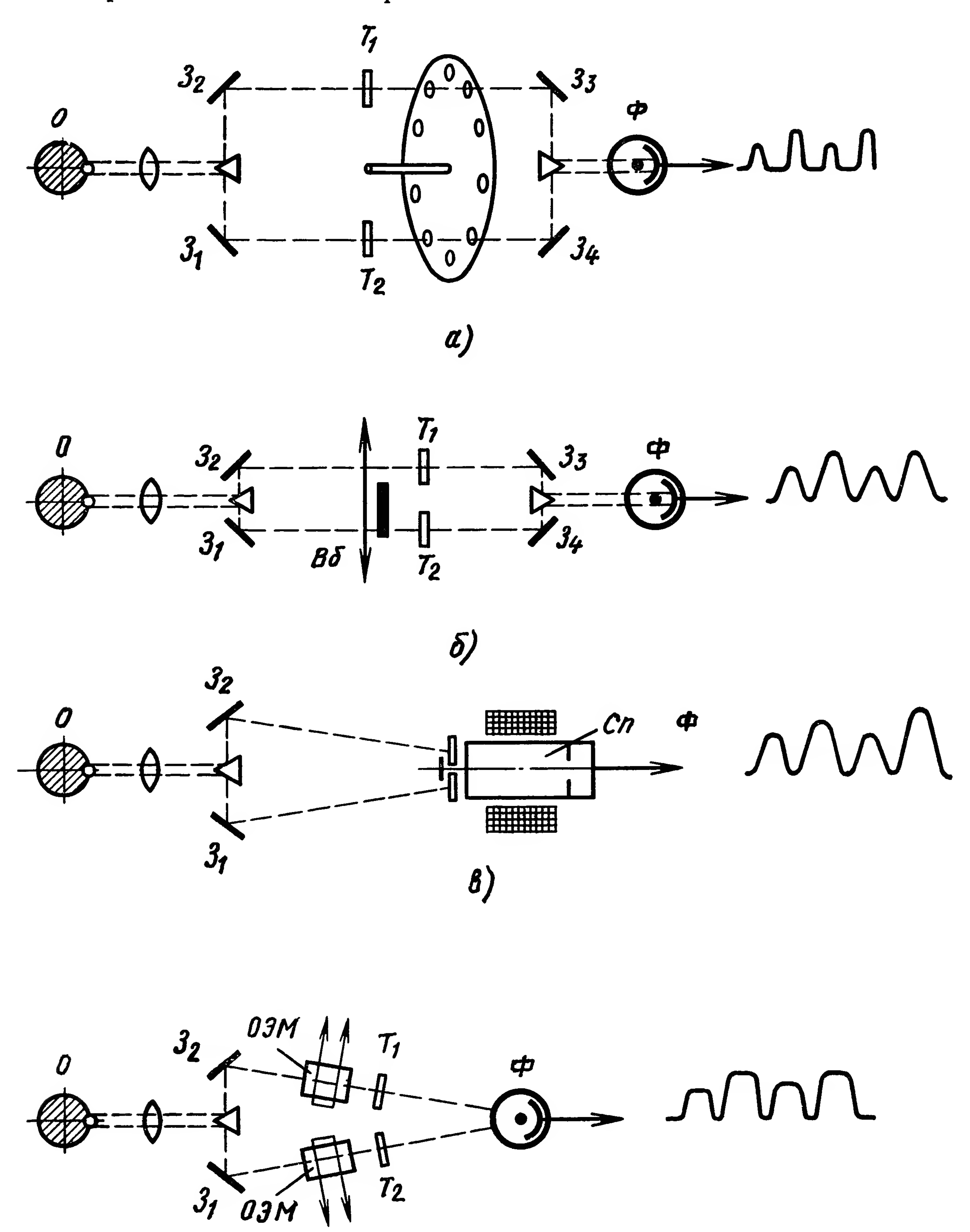


Рис. III.11. Схемы оптической коммутации двух световых потоков (расположенных в различных областях спектра) на один фотоэлемент:

О — объект измерения; *З* — зеркало; *Т* — фильтр; *Ф* — фотоэлемент; *СпФ* — специальный фотоэлемент с электромагнитной коммутацией; *ОЭМ* — оптико-электрические модуляторы; *Вб* — вибратор

Оптическая обтюрация одного светового потока может выполняться с помощью вращающегося дискового обтюратора, вибрирующей заслонки и других устройств. Такая обтюрация создает

в измерительном сигнале несущую частоту, что позволяет использовать резонансные усилители, имеющие хорошую стабильность показаний во времени.

Для оптической коммутации двух разделенных световых потоков, расположенных в различных спектральных диапазонах, на один фотоэлемент применяются устройства (рис. III.II): вращающийся дисковый обтюратор (рис. III.11, *а*); вибрирующая заслонка (рис. III.11, *б*); фотоэлектронный коммутатор (рис. III.11, *в*); различные оптико-электрические модуляторы и коммутаторы световых потоков (рис. III.11, *г*).

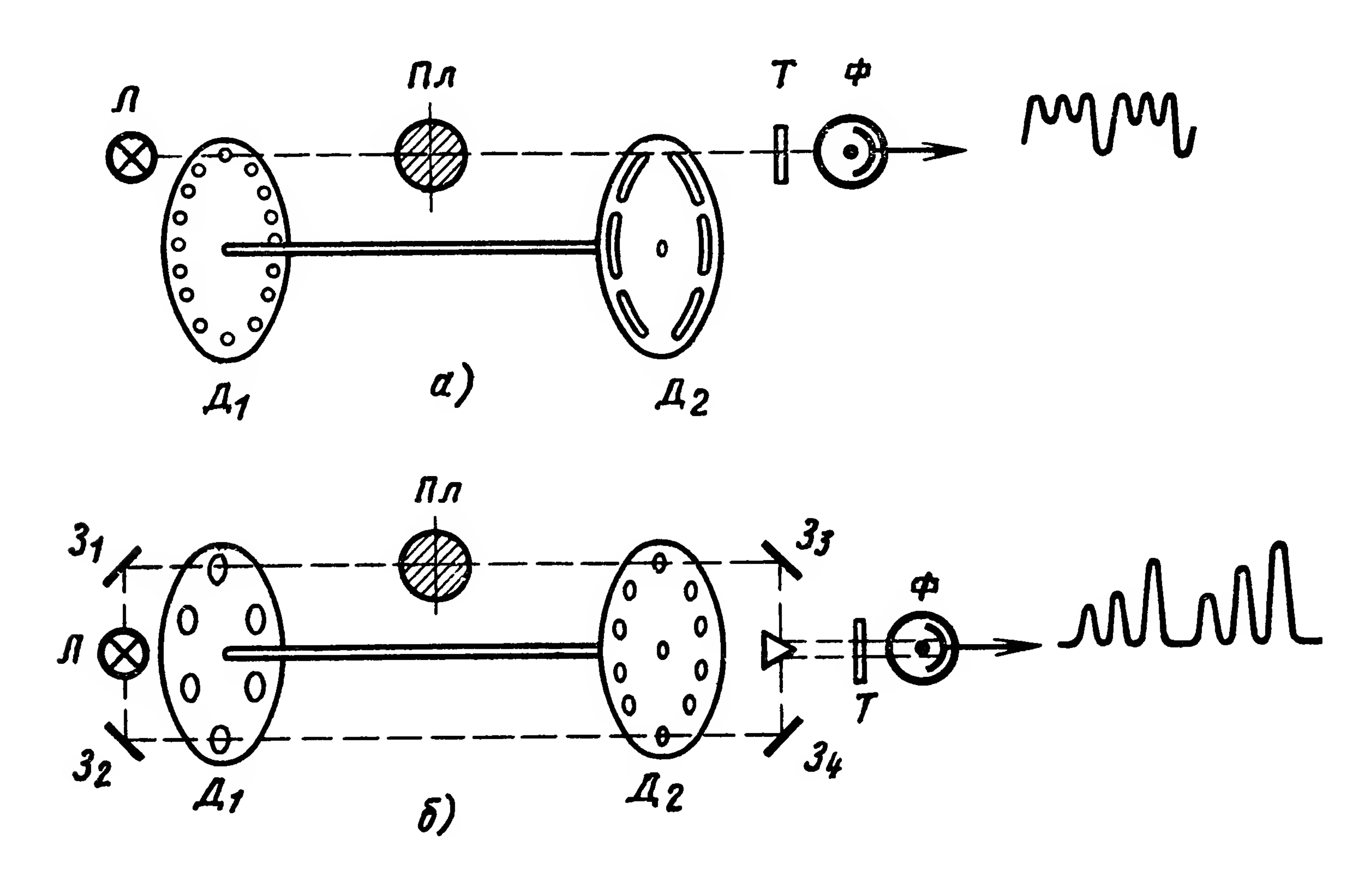


Рис. III.12. Схемы оптической коммутации трех световых потоков на один фотоэлемент:

Л — лампа; *Пл* — пламя; *Т* — фильтр; *З* — зеркало; *Ф* — фотоэлемент; *Д* — диск с отверстиями

При помощи двух оптико-электронных модуляторов можно попеременно подавать на чувствительный элемент два различных световых потока. Оптическая коммутация трех световых потоков на один фотоэлемент может быть выполнена с помощью двух или трех оптических затворов. Применяют также последовательно расположенные дисковые обтюраторы (рис. III.12, *а*). Иногда для этой цели используют два оптических канала (рис. III.12, *б*).

Радиационные пирометры. Основу радиационного метода измерения температуры составляет зависимость, существующая между суммарной энергией излучения тела и его температурой.

Для абсолютно черного тела эта зависимость определяется формулой

$$E_T^0 = \sigma (T^4 - T_c^4), \qquad \text{(III.17)}$$

где E_T^0 — полная энергия, излучаемая абсолютно черным телом при температуре T за 1 *сек* с единицы поверхности и воспринимаемая за то же время бесконечной поверхностью абсолютно черного тела с температурой T_c;

σ — постоянная, равная $5{,}673 \cdot 10^{-12}$ *вт·см*$^{-2}$·*град*$^{-4}$.

В радиационном пирометре энергия, излучаемая поверхностью нагретого тела, преобразуется в электрический сигнал, который используется затем в системах управления. Радиационный пирометр дает сигнал, пропорциональный истинной температуре только в случае его наведения на практически черное тело.

В качестве черного тела обычно служит полая глухая карборундовая труба (визирная камера), которая расположена в зоне измеряемой температуры и все части которой одинаково нагреты. Радиационный пирометр, отградуированный по черному телу и используемый для измерения температуры поверхностей физических (нечерных) тел, будет показывать вместо действительной некоторую уменьшенную температуру. Если температура нечерного тела измеряется с помощью радиационного пирометра, то нельзя получить точное значение его истинной температуры из формулы общей энергии излучения вследствие непостоянства коэффициента излучения нечерного тела во всем диапазоне излучений. Суммарная интенсивность излучения нечерного тела в диапазоне длин волн от $\lambda = 0$ до $\lambda = \infty$ описывается формулой Планка:

$$E_T = \int\limits_{\lambda=0}^{\lambda=\infty} \varepsilon_\lambda C_1 \lambda^{-5} (e^{C_2 \lambda T} - 1)^{-1} d\lambda, \qquad \text{(III.18)}$$

следовательно, радиационная температура T_p нечерного тела может быть определена из выражения

$$\sigma T_p^4 = \int\limits_{\lambda=0}^{\lambda=\infty} \varepsilon_\lambda C_1 \lambda^{-5} (e^{C_2 \lambda T} - 1)^{-1} d\lambda, \qquad \text{(III.19)}$$

где ε_λ — коэффициент черноты излучений тела на определенной длине волны;

C_1 и C_2 — постоянные коэффициенты.

Суммарная энергия излучения нечерного тела, истинная температура которого равна T, определяется суммарной энергией излучения черного тела при температуре T_p, т. е.

или

$$\left.\begin{aligned} E_T &= E_{Tp}^0, \\ \varepsilon_T \sigma T^4 &= \sigma T_p^4, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(III.20)}$$

откуда имеем

$$T = T_p \sqrt[4]{\frac{1}{\varepsilon_T}},$$

где ε_T — суммарный коэффициент излучения, зависящий от температуры тела.

Приведенная выше формула позволяет осуществить переход от измеренной радиационной температуры нечерного тела к его

истинной температуре, если известна величина ε_T. Надежность определения истинной температуры тела по измеренной радиационной температуре зависит от погрешности определения коэффициента черноты излучения.

В радиационном пирометре зависимость э. д. с. термоприемника от температуры абсолютно черного излучателя T может быть выражена формулой

$$e = \frac{K_{\alpha T} A_\alpha (T^4 - T_1^4)}{c (T_1^3 + T_1^2 T_2 + T_1 T_2^2 + T_2^3) + b}, \qquad \text{(III.21)}$$

где T_1 — температура рабочего конца термобатарей;

T_2 — температура свободных концов термобатарей;

$K_{\alpha T}$ — суммарный коэффициент поглощения телескопа;

σ — постоянная, равная $5{,}673 \cdot 10^{-12}$ *вт·см*$^{-2}$·(*град*$^{-4}$);

c — приведенный коэффициент черноты излучения термоприемника и внутренней поверхности телескопа;

b — постоянный коэффициент, зависящий от отвода тепла по проводам термопары и коэффициента конвекционной теплоотдачи;

A — постоянный коэффициент, меньший единицы, зависящий от геометрических размеров телескопа.

Ввиду того что зависимость суммарного коэффициента поглощения телескопа αT от температуры неизвестна, не представляется возможным определить точно теоретическую зависимость э. д. с.

К недостаткам радиационного метода относятся:

большое расхождение между радиационной температурой и истинной при измерении нечерных тел;

зависимость радиационной температуры от поглощения излучений в промежуточной среде.

Погрешности от неполноты излучения и от поглощения промежуточной средой существенно уменьшаются при монтаже телескопа радиационного пирометра на глухой визирной карборундовой трубе, располагаемой в зоне измеряемой температуры.

Радиационные пирометры состоят из следующих основных узлов:

оптической системы, фокусирующей излучения нагретого тела на термоэлектрический приемник пирометра;

термоприемника, представляющего собой миниатюрную термобатарею.

Поток энергии, поступающей на термоприемник, вызывает его нагревание, достаточное для получения величины термо-э. д. с., достаточной для использования в системах управления.

Общий вид радиационного пирометра приведен на рис. III.13. В пирометре использован светопровод из плавленого кварца длиной 150 *мм* и диаметром 5 *мм* и нихром-константановая термобатарея.

Перед термоприемником устанавливается диафрагма, служащая для совмещения изображения светящегося объекта с термопарой. Погрешность пирометра при измерении температуры абсолютно

черного тела не превышает —15° при 300° С и ±15° при 1000° С. Допустимые колебания температуры корпуса 10—50° С.

Выше были рассмотрены чувствительные элементы, формирующие аналоговый сигнал. Разработаны также радиационные пирометры с частотным выходным сигналом. В этих устройствах используются струнные преобразователи, обладающие высокой чувствительностью при измерении низких температур. Действие устройства основано на преобразовании радиационного излучения нагретого тела в изменение линейного размера приемной пластины с последующим преобразованием в частоту собственных колебаний струны.

Пирометры частичного излучения. Фотоэлектрические пирометры можно разделить на:

пирометры с использованием большей части области спектральной чувствительности фотоэлементов;

пирометры, в которых используется узкая область спектральной чувствительности фотоэлемента. Последние называются яркостными пирометрами.

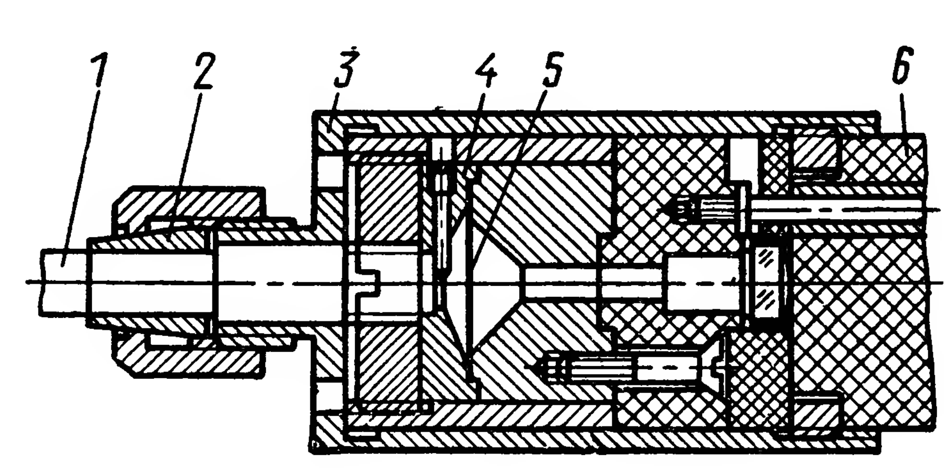


Рис. III.13. Радиационный пирометр со светопроводом:

1 — цилиндрический светопровод; *2* — цанговый зажим; *3* — корпус; *4* — диафрагма; *5* — термобатарея; *6* — штепсельный разъем

Зависимость между фототоком I_{T_0} и потоком энергии, излучаемым черным телом, в фотоэлектрическом пирометре частичного излучения, выражается формулой

$$I_{T_0} = k \int\limits_{\lambda_1}^{\lambda(n)} b_{\lambda T_0}^0 \sigma_\lambda d\lambda, \qquad \text{(III.22)}$$

где k — постоянный коэффициент;

$b_{\lambda T_0}^0$ — спектральная яркость черного тела при температуре T_0 и длине волны λ;

σ_λ — спектральная чувствительность фотоэлемента при длине волны λ падающего на него света;

λ_1 и λ_2 — границы спектрального интервала, в котором спектральная чувствительность фотоэлемента отлична от нуля.

Однако такой пирометр позволяет установить только температуру черного тела. Перейти к истинной температуре тела не представляется возможным, поскольку спектральная чувствительность фотоэлемента и спектральный коэффициент черноты излучения тела для всего диапазона волн (от λ_1 до λ_2) неизвестна. Несмотря на это возможно измерять отклонения истинной температуры от заданного значения.

На рис. III.14 изображена схема пирометра с компенсацией излучательной способности. Над контролируемой поверхностью *2* с температурой T_2 и коэффициентом излучения ε_2 располагается образцовый нагреватель *1* с температурой T_1. Поток излучения W от контролируемой поверхности складывается из собственного излучения поверхности $W_2\varepsilon_2$ и отраженного излучения $W_1(1-\varepsilon_2)$, где $W_1=\sigma T_1^4$, а $W_2=\sigma T_2^4$. При равенстве потока W потоку, идущему непосредственно от нагревателя W', отношение между температурами поверхности и нагревателя находится из зависимости

$$W_1(1-\varepsilon_2)+W_2\varepsilon_2=W_1, \qquad (III.23)$$

так как $W_1 = W'$.

Отсюда следует, что $T_2 = T_1$ независимо от излучательной способности контролируемой поверхности.

Практически из-за различия излучения нижней и верхней поверхностей нагревателя (соответственно ε_1 и ε_1'), присутствия слюдяного окна с коэффициентами поглощения k_1 и k_2 для отраженного и прямого потоков и т. д. предыдущее равенство запишем в виде

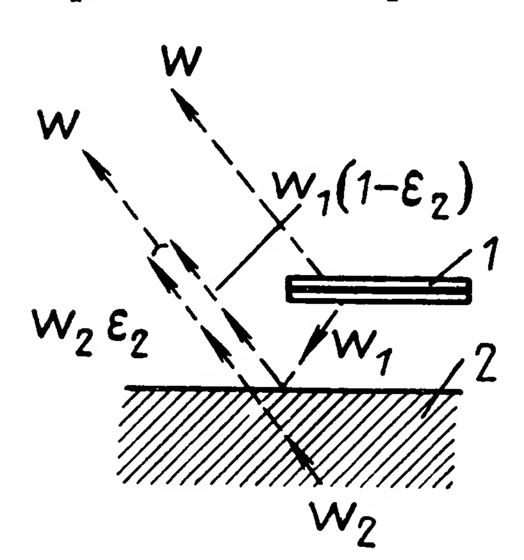


Рис. III.14. Принципиальная схема пирометра с компенсацией излучательной способности

$$T_2=\left(\frac{k_1\varepsilon_1}{k_2}\right)^{\frac{1}{4}}\gamma T_1, \qquad (III.24)$$

где

$$\gamma=\left(\frac{C-1+\varepsilon_2}{C\varepsilon_2}\right)^{\frac{1}{4}}.$$

Фактор γ близок к единице, когда поверхность является зеркальным отражателем с низким коэффициентом черноты, а также в случае незеркального отражения, но высокой степени черноты. Фактор γ определяет точность измерений и линейность характеристики пирометра.

Яркостные пирометры измеряют температуру по интенсивности излучения потока узкого спектрального диапазона. Интенсивность монохроматического излучения E_λ с длиной волны λ для абсолютно черного тела в интервале температур до 2500° С можно выразить формулой

$$E_\lambda=\varepsilon_\lambda C_1\lambda^{-5}e^{-C_2/\lambda T}, \qquad (III.25)$$

$$0<\varepsilon_\lambda<1.$$

Экспериментально установлено, что эта формула имеет удовлетворительную точность при сравнительно небольших величинах произведения λT. При больших λT возникают отклонения, возрастающие с увеличением λT. Монохроматическое излучение черного тела при более высоких температурах достаточно точно характеризуется формулой Планка. Показания яркостного пирометра зави-

сят от размеров объекта, от расстояния между объектом и прибором и коэффициента поглощения промежуточной среды, однако влияние этих факторов может быть существенно уменьшено аппаратурным путем. На практике применяются главным образом компенсационные яркостные пирометры. В пирометрах, работающих без использования несущей частоты, применяются усилители постоянного тока, вследствие чего такие пирометры обладают нестабильностью показаний во времени.

В пирометрах, использующих несущую частоту, применяются резонансные усилители, имеющие хорошую стабильность показаний во времени. В некоторых из них применяются обратные связи по световому потоку. При этом на фотоэлемент с помощью обтюратора попеременно подаются излучения объекта и компенсационной лампы накаливания. Снимаемые с фотоэлемента сигналы, амплитуда которых пропорциональна разности интенсивностей излучения объекта и лампы, поступают в специальный электронный блок, который управляет током компенсационной лампы, приравнивая интенсивность ее излучения интенсивности излучения объекта. Измерительным сигналом такого пирометра является величина тока, подаваемого на компенсационную лампу.

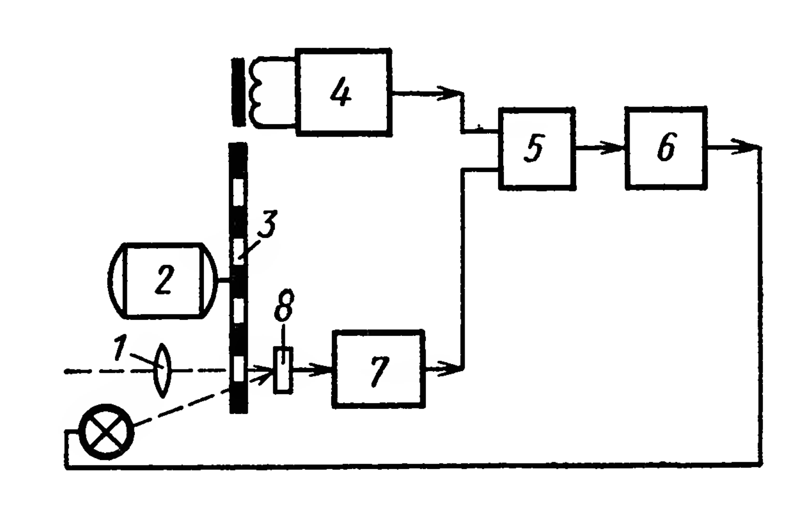


Рис. III.15. Схема компенсационного яркостного пирометра:

1 — объектив; *2* — двигатель; *3* — диск-обтюратор; *4* — усилитель опорного канала; *5* — фазовый дискриминатор; *6* — выходной усилитель; *7* — усилитель сигнала ошибки, *8* — фоточувствительный элемент

Этот метод измерения позволяет исключить влияние параметров схемы на показания прибора. Структурная схема такого компенсационного яркостного пирометра приведена на рис. III.15. Чувствительным элементом пирометра служит фотосопротивление из сернистого свинца, перед которым помещен вращающийся дисковый коммутатор. На фотосопротивление попеременно падает поток излучения от измеряемого источника и от эталонной лампы накаливания с вольфрамовой нитью. В индикаторную часть поступают два сигнала. Один из них является сигналом ошибки и снимается с фотосопротивления. Значение этого сигнала определяется разностью уровней измеряемого излучения и излучения эталонной лампы. Другой сигнал является опорным и служит для определения большего из уровней. Опорное напряжение снимается с катушки, магнитная цепь которой периодически замыкается зубцами диска — обтюратора. С выхода дискриминатора напряжение снимается только тогда, когда сигнал от измеряемого излучения отличается от сигнала эталонной лампы. Это напряжение ошибки усиливается, детектируется, фильтруется и подается на выходной усилитель, который управляет током накала лампы. Величина тока лампы пропорциональна измеряемой температуре.

На рис. III.16 изображена конструкция инфракрасной детекторной головки компенсационного яркостного пирометра, основанного на сравнении излучений от объекта и эталонного источника с помощью сканирующего устройства. Такие устройства используются при измерении температуры непрерывно движущихся полос, проволоки, нитей и т. п.

Для согласования угла раствора детекторной головки с угловым размером нити головка имеет фокусирующую систему, способную «собирать» возможно большую часть излучаемой нитью энергии. С помощью кулачка производятся горизонтальные перемещения головки пирометра. Если удельная энергия, излучаемая нитью, не равна удельной энергии, излучаемой фоновой пластиной, то будет иметь место изменение сигнала. Температура пластины в момент исчезновения нити будет являться функцией температуры нити. В качестве детектора используется инфракрасный сурмянистоиндиевый фоточувствительный элемент, работающий при температуре 20° С. Максимальная чувствительность приходится на линию спектра 6 *мкм*, соответствующую максимуму излучения черного тела при температуре 200° С. Указанные данные соответствуют пирометру, предназначенному для измерения температуры нитей нейлона. Излучение нейлона лежит в инфракрасной области вблизи 5,7 *мкм*; фотоэлемент не воспринимает излучение с длиной волны выше 7 *мкм*. Излучения с длиной волны ниже 5,7 *мк* исключаются специальным фильтром. В фокусирующей системе в качестве материала линзы, используются кристаллы флюорита, которые прозрачны в области спектра до 10 *мкм*. Излучение, фокусируемое на приемный элемент, модулируется с частотой 1300 *гц* с помощью модулирующего диска, приводящегося в движение синхронным электродвигателем, вращающимся со скоростью 800 *об/мин*. Опорный сигнал, находящийся в фазе с модулированным сигналом, снимается с фототранзистора, размещенного на противоположной стороне диска модулятора. Входной и опорный сигналы усиливаются и поступают в фазочувствительный детектор. Выходное напряжение детектора представляет собой напряжение постоянного тока, пропорциональное интенсивности фонового излучения, с наложенными на него колебаниями, обусловленными сканированием детекторной головки.

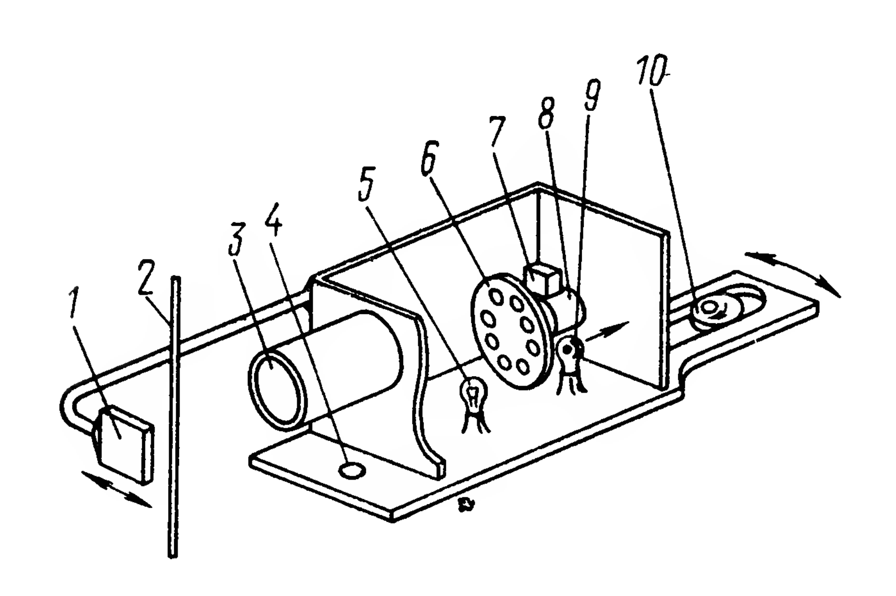


Рис. III.16. Принципиальная схема инфракрасного сканирующего пирометра с эталонной пластиной:

1 — эталонная пластина, укрепленная на корпусе пирометра; *2* — нить, температура которой измеряется; *3* — объектив; *4* — ось, относительно которой поворачивается пирометр; *5* — источник опорного излучения; *6* — диск модулятора; *7* — фотоприемник; *8* — электродвигатель; *9* — фотоэлемент опорного сигнала; *10* — приводной эксцентрик

Цветовые пирометры. Отношение интенсивностей излучения на двух различных волнах, например 0,888 и 1,034, соответствующих зеленому и красному цвету, изменяется с температурой. Это отношение интенсивностей излучения с двумя различными длинами волн используется в качестве меры температуры в цветовых пирометрах. По соотношению монохроматических яркостей при двух длинах волн λ_1 и λ_2 может быть определена истинная температура черного тела. Для нечерных тел по соотношению двух монохроматических яркостей может быть определена не истинная температура тела, а так называемая «цветовая» температура. Цветовой температурой контролируемого тела называется такая температура черного тела, при которой отношение спектральных яркостей его излучения при двух длинах волн λ_1 и λ_2 равно отношению соответствующих спектральных яркостей контролируемого тела.

Преимущество метода измерений цветовой температуры заключается в том, что при помощи его можно измерить температуру тела, излучение которого отличается от излучения черного тела, при этом результат измерений не зависит от излучательной способности тела, если она одинакова для двух длин волн. При этом наблюдается независимость показаний прибора от расстояния до контролируемого объекта и размеров излучающей поверхности. Погрешность в измерениях возникает только, если излучательная способность различна для двух длин волн.

Измерительные схемы цветовых пирометров выполняются одноканальными и двухканальными. В одноканальной схеме два различных монохроматических световых потока с помощью оптического коммутатора попеременно подаются на один фотоэлектрический приемник. Этот принцип измерения повышает стабильность характеристик прибора при снижении требований к постоянству характеристик элементов схемы, а также к постоянству напряжения питания. Однако наличие оптического коммутатора несколько снижает динамические свойства пирометра.

В одноканальных цветовых пирометрах могут применяться следующие типы оптических коммутаторов световых потоков:

оптико-механические коммутаторы (рис. III.17, *а*);

фотоэлектронные коммутаторы (рис. III.17, *б*);

оптико-электрические коммутаторы (рис. III.17, *в*).

В одноканальных пирометрах для определения температуры по полученному сигналу применяются различные измерительные схемы, в которых осуществляется разделение электрического сигнала с помощью электромагнитного коммутатора, работающего синхронно и синфазно с оптическим переключателем световых потоков, и последующее измерение соответствующей разности напряжений.

Схема двухканального цветового пирометра приведена на рис. III.17, *г*. В пирометре используются два независимых фотоэлектрических канала и определение цветовой температуры производится по соотношению величин сигналов в обоих ка-

налах. Такая схема обладает повышенными динамическими свойствами.

К чувствительным элементам, применяемым в цветовых пирометрах, предъявляются серьезные требования как в отношении линейности световой характеристики, так и стабильности спектральной чувствительности. Благодаря использованию малых световых потоков (порядка сотых долей люмена) возможно получение практически линейной световой характеристики. В качестве приемников

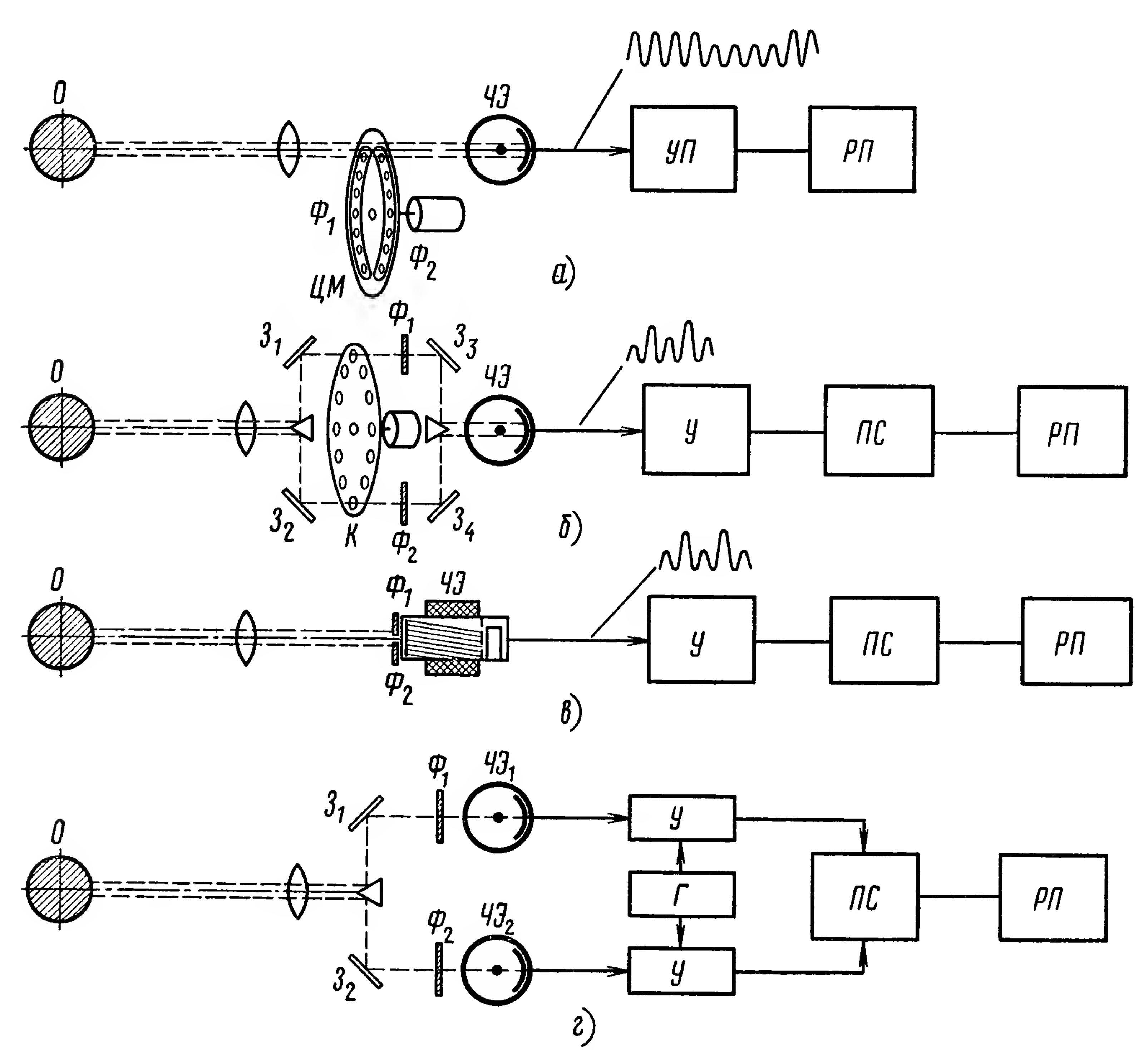


Рис. III.17. Схемы цветовых пирометров:

ЧЭ, *ЧЭ*$_1$, *ЧЭ*$_2$ — чувствительные элементы; *ЦМ* — цветовой модуляр; *Ф*$_1$, *Ф*$_2$ — светофильтры; *У* — усилитель; *З*$_4$ — зеркала; *Г* — генератор; *УП* — усилитель-преобразователь; *О* — обтюратор; *К* — коммутатор; *ПС* — пересчетная схема; *РП* — регистрирующий прибор

излучения в отечественных цветовых пирометрах обычно применяются фотоэлементы с сурьмяно-цезиевым фотокатодом. Спектральная чувствительность этих фотоэлементов имеет довольно ограниченную ширину, кроме того, их спектральная чувствительность нестабильна. Эту задачу можно решить с помощью фотоэлементов с мультищелочным катодом. Для видимой области спектра мультищелочные фотоэлементы по сравнению с сурьмяно-цезиевым имеют более высокую чувствительность в красноволновой области спектра,

повышенную термостабильность и независимость спектральной чувствительности от окружающей температуры.

Схема цветового пирометра приведена на рис. III.18. Поток излучения от объекта *1* фокусируется при помощи оптической системы *2* на приемнике *4*, в качестве которого используется германиевый фотодиод. Сфокусированный поток прерывается обтюратором *3*, вращаемым электродвигателем *6*. Обтюратор выполнен в виде диска с секторными отверстиями, в которые вставлены светофильтры, пропускающие тот или иной участок спектра. При вращении обтюратора на фотодиод *4* попадает поочередно два потока, обладающие различным спектральным распределением энергии. Потоки лучистой энергии преобразуются фотодиодом в импульсы напряжения, амплитуда которых пропорциональна величине потоков. Определение отношения энергий излучения двух потоков сводится к определению отношения импульсов напряжения. Для вычисления отноше-

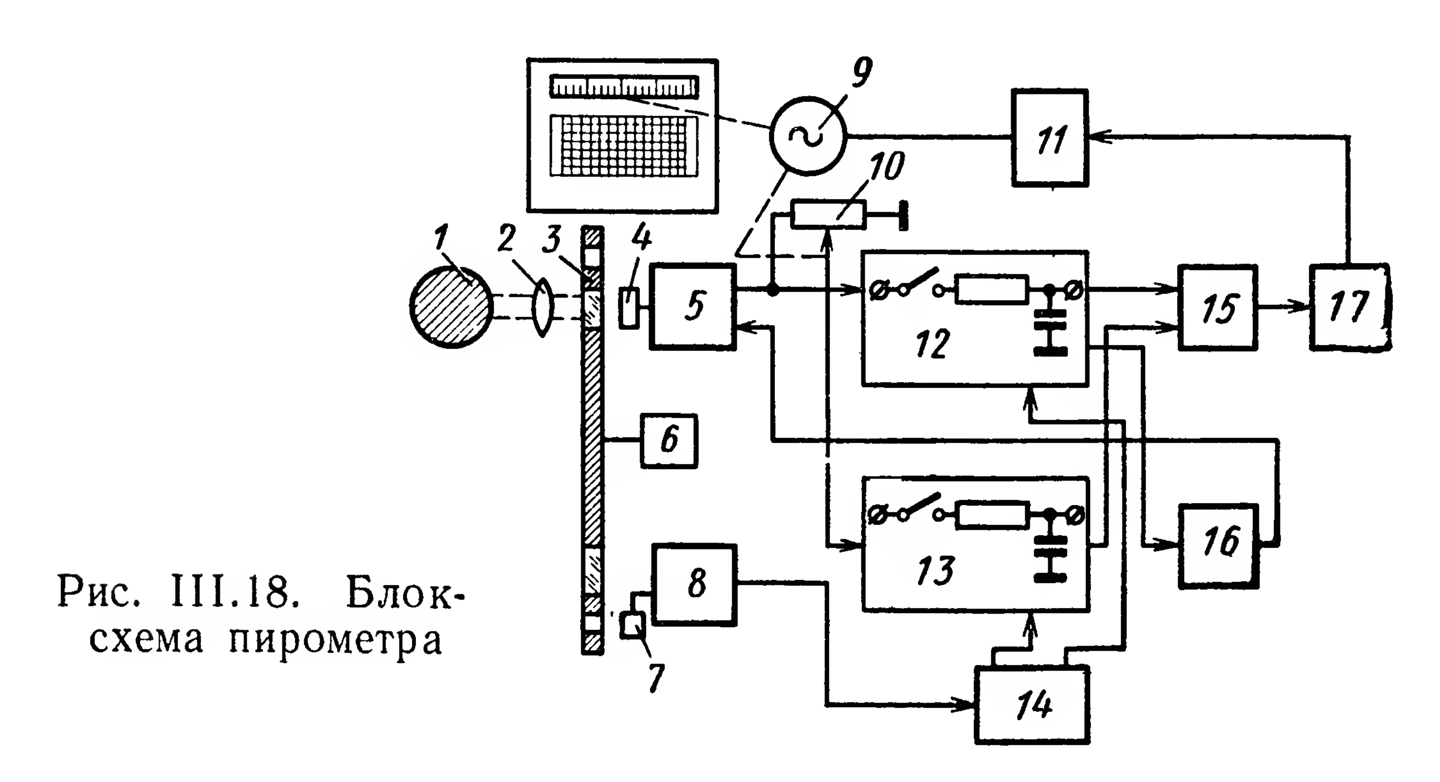


Рис. III.18. Блок-схема пирометра

ния импульсов используются следящая система и попеременное синхронное детектирование в блоках *12* и *13*. Импульсы напряжения и собственный шум фотодиодов усиливаются усилителем *5* и подаются на реохорд автоматического моста переменного тока. Для синхронизации используются вспомогательный фотодиод *7* и усилители *8* и *14*. Путем подбора соответствующих значений постоянных времени *RC*-фильтров можно добиться того, что эффективное напряжение шума на конденсаторах фильтров будет во много раз меньше, чем напряжение от рабочих импульсов. Это существенно повышает точность. С интегрирующих конденсаторов напряжение подается на сравнивающее устройство *15*. Если напряжения на конденсаторах равны, то напряжение на выходе сравнивающего устройства равняется нулю. При неравенстве этих напряжений на выходе сравнивающего устройства появляется переменное напряжение, амплитуда которого пропорциональна разности напряжений, а фаза зависит от знака разности. Напряжение рассогласования ΔU, полученное на сравнивающем устройстве, усиливается усилителем *17* и подается на автоматический мост, где еще раз усиливается усилителем *11*. Усилитель *11* управляет вращением электродвигателя *9*, причем

направление вращения меняется с изменением фазы. Электродвигатель через редуктор связан с движком реохорда *10*, положение которого определяется цветовой температурой. Для коррекции усилителя *5* используется блок *16*.

Для измерения температуры быстроменяющихся и стационарных газовых потоков, а также для определения поглощательной способности газов и пламени применяются также сдвоенные цветовые пирометры (рис. III.19). Рассматриваемый пирометр может быть применен также для измерения одного или двух (идущих параллельно) тепловых процессов, а также для измерения поля температур в системах автоматического регулирования. Температура измеряется пирометром ЛО-6 цветовым методом по относительной величине двух монохроматических спектральных яркостей сплошного излучения объекта в видимой области спектра. Измерение температуры твердых тел, помещенных в малопрозрачную газовую среду, осуществляется при полной компенсации излучения газов с введением поправки на их поглощение; такое измерение обеспечивается при условии, что интенсивность излучения тела выше интенсивности излучения окружающей его газовой среды.

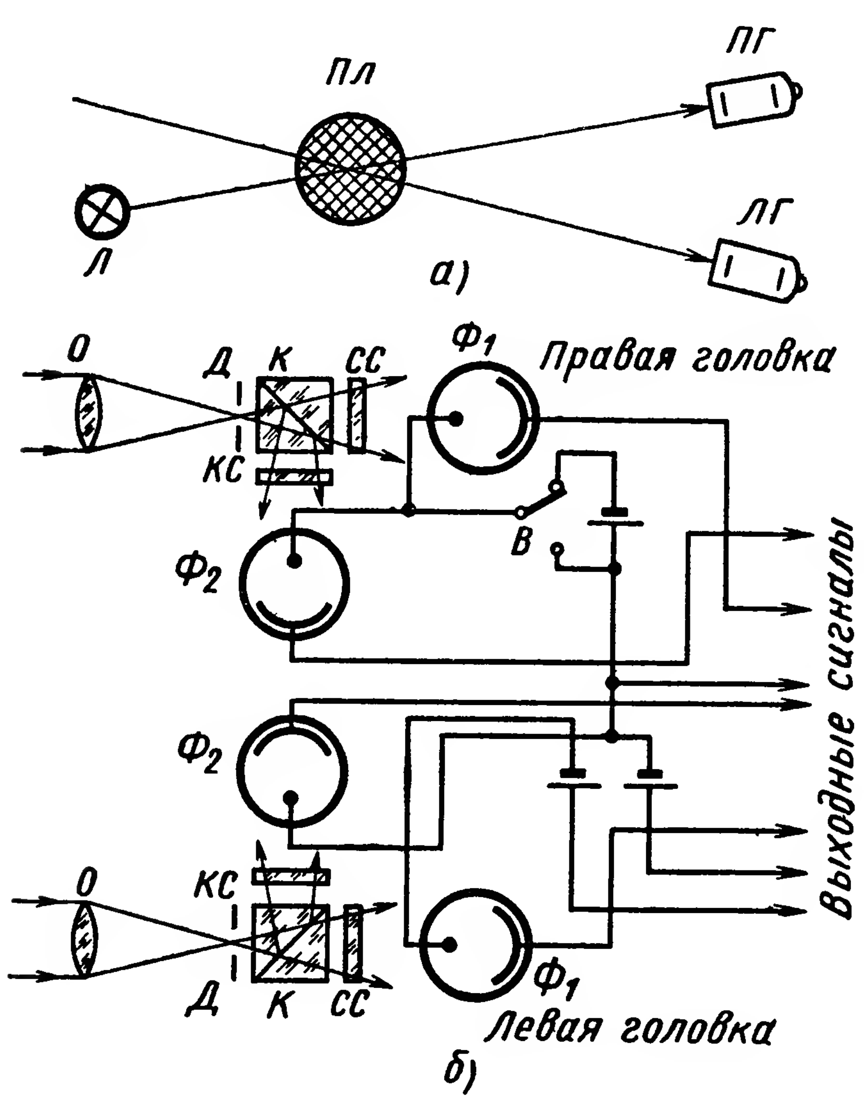


Рис. III.19. Приемная часть двухканального цветового пирометра ЛО-6:

а — схема установки оптических головок; *б* — схема устройства; *Л* — источник сравнения; *Пл* — пламя; *О* — объектив; *Д* — диафрагма; *ПГ* — правая головка; *ЛГ* — левая головка; $Ф_1$, $Ф_2$ — фотоэлементы; *СС* — синий светофильтр; *КС* — красный светофильтр; *Б* — батарея; *В* — выключатель

Лучеприемник пирометра представляет собой конструкцию перископного типа с двумя оптическими головками.

Свет от источника излучения падает на поворотную призму, отражается от ее посеребренной грани и попадает на объектив; последний фокусирует изображение источника на плоскость диафрагмы. Часть света проходит через отверстие диафрагмы, попадает на другой объектив и через него на полупрозрачный куб-призму *К*, где делится на две части, проходящие затем через светофильтры *СС* и *КС* — на два фотоэлемента $Ф_1$ и $Ф_2$. Поворот головок в горизонтальной плоскости производится с помощью червячной пары вручную (через пару конических шестерен) или от электродвигателя через муфту сцепления; последняя позволяет включить поворот той или другой головки. Угол поворота головки в горизонтальной плоскости составляет ±45°. При автоматическом повороте

головки угол ограничивается двумя концевыми реле-размыкателями, установленными на крышке лучеприемника. В пирометре установлены сурьмяно-цезиевые вакуумные фотоэлементы СЦВ-3, а в качестве светофильтров используются цветовые стекла СС-5 и КС-13. Цепи фотоэлементов обеих головок соединены компенсационной схемой.

Применяются автоматические цветовые пирометры типа ЦЭП, построенные по принципу измерения логарифма отношения электрических сигналов, пропорциональных интенсивности излучения объекта в двух участках спектра. Комплект цветового пирометра ЦЭП-3 состоит из измерительного устройства, блока электроники и автоматического моста ЭПП-09. Световой поток от объекта через оптическую систему и обтюратор со светофильтрами, выделяющими излучение в двух участках спектра, попадает на фотоэлемент. Сигналы с фотоэлемента, пропорциональные «красному» и «синему»

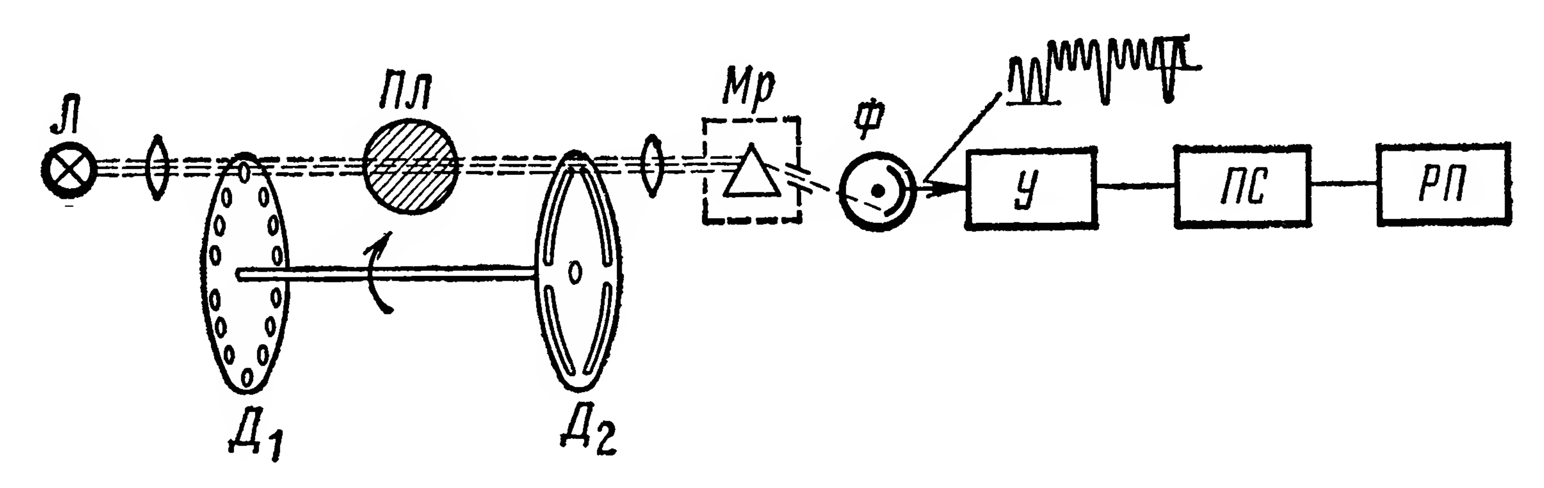


Рис. III.20. Схема одноканального измерительного устройства, действующего по методу лучеиспускания-поглощения в области линии натрия

световым потокам, усиливаются предварительным усилителем и поступают на блок электроники, где импульсы напряжения преобразуются в электрический сигнал, пропорциональный логарифму их отношения, которое однозначно определяет цветовую температуру объекта. Диапазон температур, измеряемых пирометром, составляет 1400—2800° С. Целый ряд других модификаций описан в литературе, приведенной в конце главы.

Контроль температур методом обращения. Большую группу среди устройств, предназначенных для оптического измерения температур, составляют устройства, в которых используются различные модификации метода обращения спектральных линий. К этой группе относятся устройства с фиксацией момента обращения, устройства, в которых температура определяется по методу лучеиспускания-поглощения в области Д-линии натрия, и устройства, в которых температура определяется по методу выравнивания спектральных яркостей линии натрия.

Рассмотрим устройство для измерения температуры пламени с эталонным излучателем. Как показано на схеме (рис. III.20), излучение, идущее от вольфрамовой лампы *Л*, расположенной за пламенем *Пл*, с частотой 300 *гц*, прерывается с помощью оптиче-

ского затвора (диска) $Д_1$. Излучение, поступающее от пламени в монохроматор *Мр* прерывается с частотой 60 *гц* при помощи второго оптического затвора $Д_2$. Эти оптические затворы могут быть выполнены в виде оптико-электронных ячеек, управляемых электрическими импульсами, или в виде оптико-механической системы. Дисковые обтюраторы расположены на одной оси и вращаются с одинаковой скоростью. Разная частота обтюрации получается из-за разной величины и формы отверстий, выполненных в дисках. Фотоумножитель *Ф*, расположенный на выходной щели спектроскопа, воспринимает модулированный монохроматический световой поток. Электрический сигнал, формируемый фотоумножителем, усиливается усилителем *У* и подается на пересчетную схему *ПС*, а затем

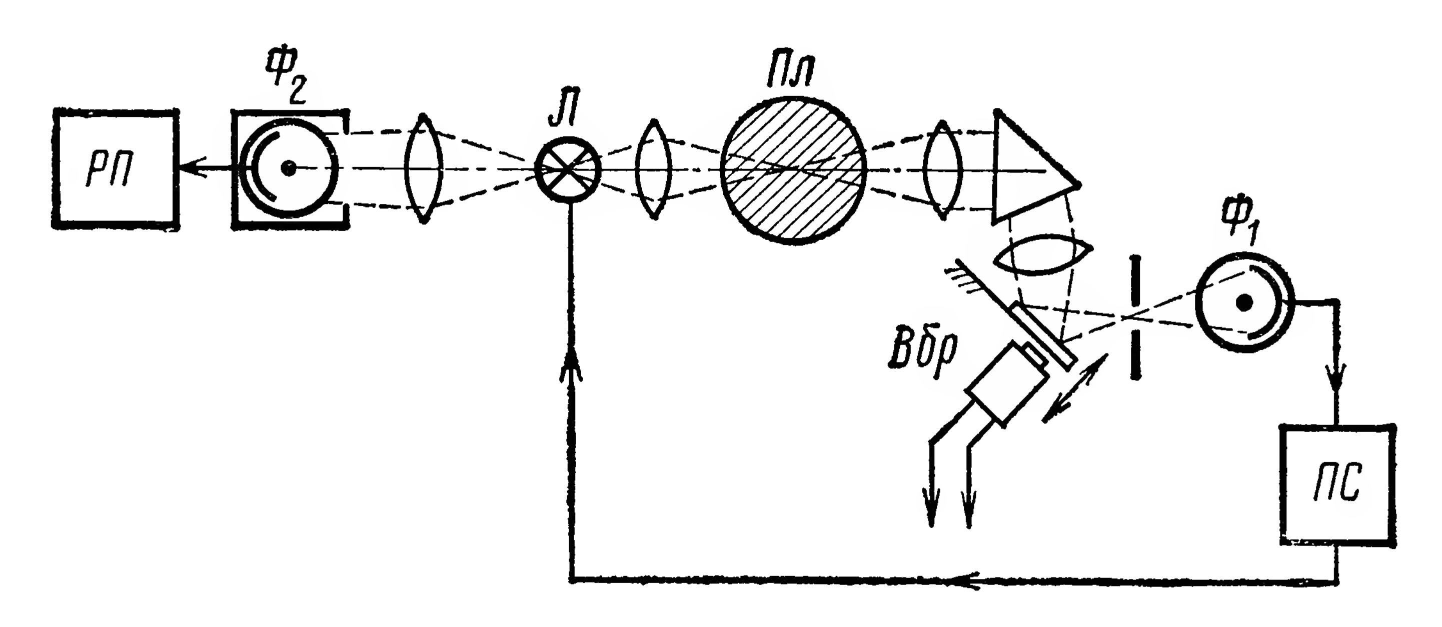


Рис. III.21. Схема измерительного устройства с оптико-механической коммутацией, действующего по методу выравнивания спектральных яркостей линии натрия

может быть использован в системе регулирования. Весьма перспективным в данном случае является применение в рассмотренных приборах электронных счетных схем, которые производили бы автоматическое определение температуры по величине сигналов, поступающих с фотоумножителей. Выходным сигналом такой электронной схемы должен быть электрический сигнал, пропорциональный температуре.

В измерительной схеме (рис. III.21) производится сравнение спектральных яркостей пламени и эталонного источника одноканальным фотоэлектрическим устройством. На фотоумножитель $Ф_1$ с помощью вибрирующего зеркала *Вбр* с частотой 60 *гц* подаются излучения *Д*-линии натрия, излучаемой пламенем *Пл*, и ее фона, излучаемого эталонным источником лампой *Л*. При этом производится сканирование вдоль спектра и развертывание в электрический сигнал профиля спектральной линии и его фона. Если температура пламени выше температуры эталонного источника, то *Д*-линия натрия будет ярче фона и наоборот.

С помощью специальной пересчетной схемы *ПС* осуществляется воздействие на режим работы источника сравнения, причем направление и величина этого воздействия зависят от полярности и амплитуды импульсов на сигнале фотоумножителя. При этом ток, пода-

ваемый на источник сравнения, будет неизменным только в том случае, когда на сигнале, формируемом фотоумножителем, отсутствуют как положительные, так и отрицательные импульсы. Если температура пламени изменяется и, следовательно, нарушается режим обращения, то в сигнале фотоумножителя возникают положительные или отрицательные импульсы. При этом схема изменяет температуру источника сравнения таким образом, чтобы импульсы фотоумножителя стали равными нулю. В описываемом устройстве температура источника сравнения изменяется в соответствии с изменением температуры пламени. Температура источника сравнения измеряется с помощью отдельного оптического пирометра, имеющего фотоэлемент Φ_2 и регистрирующий прибор *РП*.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Агейкин Д. И., Костина Е. Н., Кузнецова Н. Н.** Датчики контроля и регулирования. М., изд-во «Машиностроение», 1965. 928 с.

2. **Бабушкин В. В., Иванов А. Д., Трофимов Л. Я., Шилкин В. П.** Сдвоенный цветовой пирометр ЛО-6 для измерения температуры тела и поглощения среды. — «Приборостроение», 1966, № 1.

3. **Бражниченко Г. Н.** Новые формулы для расчета яркостной и цветовой температур. — «Измерительная техника», 1967, № 8.

4. **Геращенко О. А., Федоров В. Г.** Тепловые и температурные измерения. Справочное руководство, Киев, изд-во «Наукова думка», 1965, 308 с.

5. **Гордов А. И.** Измерение температур газовых потоков. М. — Л., Машгиз, 1962. 380 с.

6. **Дукарский С. М., Трушин Е. И.** — «Приборы и системы управления», 1967, № 12.

7. **Земанский М.** Температуры очень низкие и очень высокие. М., изд-во «Мир», 1968. 176 с.

8. **Ильин В. М.** Инфракрасный полупроводниковый оптический пирометр. — «Измерительная техника», 1965, № 3.

9. **Катыс Г. П.** Автоматический обзор и поиск в оптическом диапазоне. М., изд-во «Наука», 1966. 159 с.

10. **Катыс Г. П.** Информационные сканирующие системы. М., изд-во «Машиностроение», 1965. 448 с.

11. **Катыс Г. П.** Методы и системы автоматического контроля нестационарных параметров и параметрических полей. М., Машгиз, 1963, 359 с.

12. **Катыс Г. П., Кравцов Н. В. и др.** Модуляция и отклонение оптических излучений. М., изд-во «Наука», 1967. 175 с.

13. **Катыс Г. П.** Оптические датчики температуры. М.—Л., Госэнергоиздат, 1959. 111 с.

14. **Костина Е. Н., Синюхин Ю. А., Ярмольчук Г. Г.** Радиационный струнный датчик низких температур. — «Приборы и системы управления», 1967, № 8.

15. **Лион К. С.** Приборы для научных исследований. М., изд-во «Машиностроение», 1964. 134 с.

16. **Основные** понятия и современные методы измерения температур: Сборник материалов симпозиума по методам и приборам для температурных измерений,

Т. III. часть I. Под ред. д-ра техн. наук Гордова А. Н., М., изд-во «Металлургия», 1967. 250 с.

17. **Попов М. М.** Термометрия и калориметрия. М., изд. МГУ. 1954. 135 с.

18. **Поскачей А. А. и др.** Пирометр спектрального отношения с диапазоном измерения 300—500° С. Передовой научно-технический и производственный опыт. ГОСИНТИ, 1963, № 33—63—18412.

19. **Роуз-Инс А.** Техника низкотемпературного эксперимента. М., изд-во «Мир», 1966. 120 с.

20. **Свет Д. Я., Заварза Т. Н.** О выборе и рациональном использовании спектральной чувствительности фотоэлементов в бихроматической пирометрии. «Измерительная техника», 1964, № 2.

21. **Температура** и ее измерение. Сборник докладов на III Международном симпозиуме по термометрии. Под ред. А. В. Арманда и К. И. Вульфсона. М., И. Л., 1960. 215 с.

22. **Трубицын Е. В.** Современные цветовые пирометры. «Приборы и средства автоматизации», 1964, № 7.

ГЛАВА IV

УСТРОЙСТВА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ИЗЛУЧЕНИЙ

Успешная эксплуатация современных электрофизических установок и выбор оптимальных структурных схем систем автоматического управления во многом определяются количеством и качеством рабочей информации об основных параметрах пучка заряженных частиц. Проблема получения такой информации сводится к измерению наиболее важных характеристик пучка, позволяющих получить представление о его временных и пространственных флуктуациях. При этом в зависимости от требований, которые предъявляются к системам управления ускорителями, выполняются следующие измерения:

1) тока пучка заряженных частиц, причем в зависимости от принципа ускорения и характера работы ускорителя сюда включаются вопросы измерения среднего и импульсного тока пучка, а также измерение тока сгустков или числа ускоренных частиц сгустков импульса тока пучка;

2) положения непрерывного и импульсного пучка и сгустков ускоренных частиц импульса пучка в пространстве;

3) средней энергии ускоренных частиц пучка;

4) распределения ускоренных частиц по энергиям в пучке, его импульсах и сгустках;

5) эмиттанса пучка;

6) формы импульсов тока пучка и формы сгустков частиц в импульсе;

7) профиль пучка;

8) излучения ускоренных частиц пучка.

По степени воздействия на пучок ускоренных частиц все известные методы измерения параметров пучка можно разделить на три большие группы.

1. «Непрозрачные» методы, при которых пучок полностью перекрывается и для измерений используются все частицы пучка. При этом дальнейшее использование пучка для других целей невозможно (кроме тех случаев, когда объект облучения одновременно служит чувствительным элементом в схеме измерения).

2. «Полупрозрачные» методы, при которых для измерения параметров пучка постоянно или периодически используется только некоторая (обычно меньшая) часть частиц пучка, большая же часть

ускоренных частиц используется по прямому назначению для облучения.

3. «Прозрачные» методы (контактные и бесконтактные), которые не уменьшают интенсивности и не вызывают расходимости пучка.

Необходимо отметить, что при измерении параметров пучков заряженных частиц используются всевозможные электрофизические методы (индукционные, электростатические, эмиссионные, калориметрические и т. п.).

Основные требования, которые предъявляются к элементам, позволяющим производить измерение различных параметров пучка заряженных частиц, следующие:

1) надежная работа в условиях больших излучений и вакуумной среды;

2) достаточное быстродействие;

3) высокая чувствительность и точность;

4) стабильность характеристик;

5) конструктивная простота, технологичность изготовления и взаимозаменяемость.

Большое внимание, уделяемое этим вопросам, определяется тем, что от качества измерения параметров пучка в значительной степени зависит создание и наладка ускорителей заряженных частиц, процесс эксплуатации различных электрофизических установок и особенно разработка автоматических систем управления ими. Наиболее важное значение имеют вопросы измерения тока пучка ускоренных заряженных частиц. Для измерения импульсного и среднего тока пучка используются измерители различного типа, которые по принципу работы можно разделить на измерители прямого и косвенного действия.

В измерителях прямого действия для определения тока пучка используются полностью или частично сами ускоряемые частицы. Это непрозрачные или полупрозрачные устройства.

Измерители косвенного действия дают информацию о токе пучка по различным вторичным эффектам: наведенному заряду, наведенному напряжению, эмиссионному току и т. п.

К измерителям прямого действия относится цилиндр Фарадея, коллиматоры, диафрагмы и токопроводящие мишени.

Цилиндр Фарадея полностью перекрывает пучок и измеряет непосредственно средний ток пучка, используя для этих целей калиброванный конденсатор или инерционность механической части измерительного стрелочного прибора.

С помощью коллиматоров и диафрагм различной конструкции «вырезается» часть пучка (обычно меньшая), по которой можно получить информацию о величине полного тока пучка.

В качестве измерителей тока пучка можно использовать непосредственно мишень, если она изготовлена из электропроводного материала. В этом случае мишень представляет собой модификацию цилиндра Фарадея.

К измерителям косвенного действия относятся электроиндукционные или электростатические, магнитоиндукционные и эмиссионные измерители.

Наведение заряда или потенциала на изолированных электродах, пропорционального плотности сгустков пролетающих заряженных частиц, лежит в основе работы электростатических измерителей. Такие специальные электроды носят название «сигнальных» электродов или пикап-электродов.

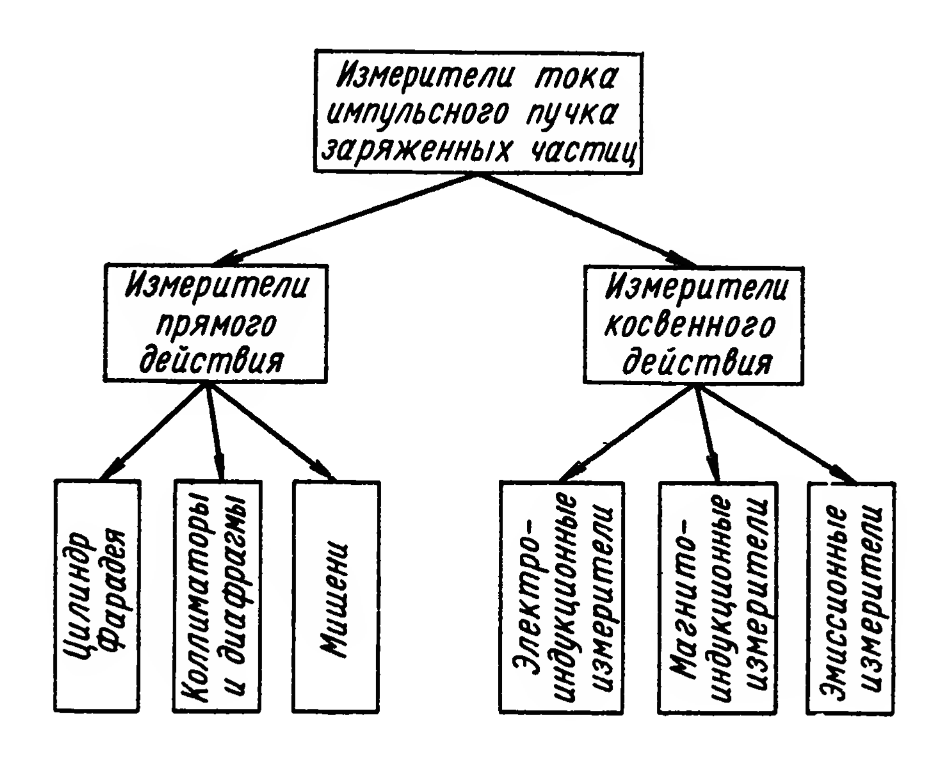


Рис. IV.1. Классификация измерителей тока импульсного пучка заряженных частиц

В магнитоиндукционных измерителях используется явление электромагнитной индукции, т. е. наведение в обмотке э. д. с., величина которой определяется скоростью изменения магнитного потока, создаваемого пучком заряженных частиц.

Принцип работы эмиссионных измерителей, часто называемых «мониторами вторичной эмиссии», основан на использовании вторичных электронов, выбиваемых проходящим пучком ускоренных частиц из одной или нескольких тонких фольг, которые устанавливаются на пути пучка. Классификация измерителей тока импульсного пучка заряженных частиц иллюстрируется таблицей (рис. IV.I).

1. ЦИЛИНДР ФАРАДЕЯ

Принцип действия цилиндра Фарадея основан на поглощении заряженной компоненты ливней, образующихся в результате прохождения ускоренных заряженных частиц пучка ускорителя через вещество поглотителя. На рис. IV.2 приведена принципиальная схема механизма измерения тока пучка с помощью цилиндра Фарадея. Ток пучка ускоренных частиц I_n попадает на дно цилиндра, установленного на пути пучка. Наибольшая доля частиц рассеивается и поглощается в массивной донной части цилиндра толщиной $L_{погл}$. Относительно небольшое количество частиц может отражаться от донной части $(I'_{отр}+I''_{отр})$ и проходить через нее $(I_{пр})$. Возникающий на цилиндре за счет поглощения частиц падающего пучка заряд стекает через измерительный прибор на землю. По величине тока прибора $I_{изм}$ можно судить о токе пучка I_n. На показания прибора оказывают влияние токи утечки на землю $I_{ут}$, определяемые способом и сопротивлением изоляции цилиндра Фарадея от земли $(R_у)$ и добавочный ток $I_{доп}$, обусловленный оседанием на корпусе цилиндра свободных ионов или электронов. Расчет основных

размеров цилиндра Фарадея (L, $L_{погл}$, $d_{внутр}$, $d_{внешн}$ и т. д.) проводится на основе теории взаимодействия ускоренных частиц с веществом и экспериментальных исследований. Основным параметром при расчете является абсолютная точность, требуемая от измерителя.

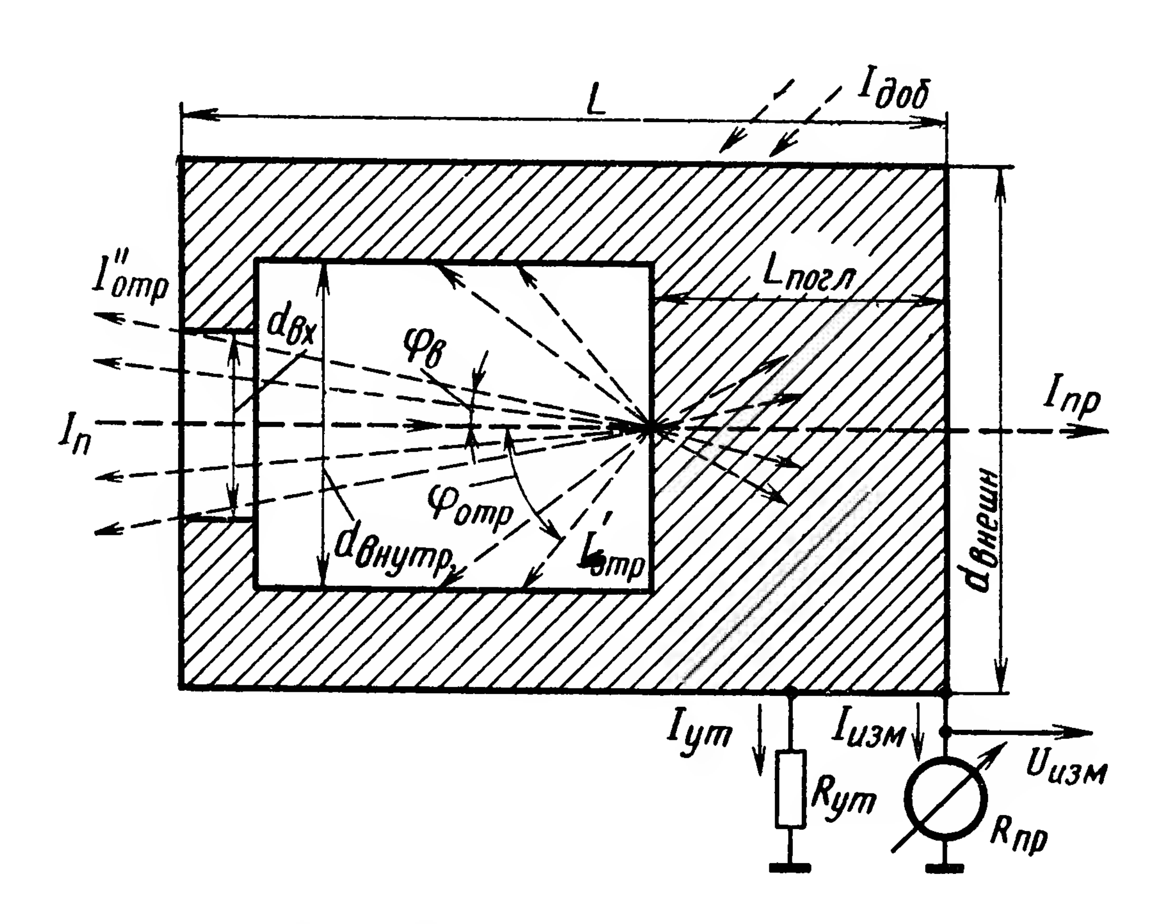


Рис. IV.2. Цилиндр Фарадея

Относительная погрешность измерения $\delta_{изм}$ определяется в общем случае выражением

$$\delta_{изм} = \frac{\Delta I_{изм}}{I_п} 100\%, \tag{IV.1}$$

где

$$\Delta I_{изм} = I_п - I_{изм} = I_у + I_{пр} + I''_{отр} \mp I_{доб},$$

$-I_{доб}$ — для отрицательно заряженных частиц,
$+I_{доб}$ — для положительно заряженных частиц.

Ток проницаемости $I_{пр}$ зависит от длины поглощающей части $L_{погл}$ и длины свободного пробега частиц заданной энергии в веществе поглотителя λ при $L_{погл} < \lambda$:

$$I_{пр} \approx I_п e^{-\frac{L_{погл}}{\lambda}}. \tag{IV.2}$$

Как видно из выражения IV.2, для уменьшения тока проницаемости $I_{пр}$ необходимо выбирать длину поглощающей части $L_{погл} > \lambda$.

Величина тока отражения $I''_{отр}$ определяется углом вылета отраженных частиц $\varphi_в$, углом отражения частиц $\varphi_{отр}$ и коэффициентом отражения $k_{отр}$ для материала поглотителя:

$$I''_{отр} \approx I_п k_{отр} \frac{1 - \cos \varphi_в}{1 - \cos \varphi_{отр}}. \tag{IV.3}$$

Для снижения $I''_{отр}$ дно необходимо изготавливать из материала с небольшим атомным весом (углерод, графит), имеющего малый

коэффициент отражения и большой угол отражения $\varphi_{отр}$. С целью уменьшения угла вылета геометрия передней части цилиндра должна быть проходной и отношение $\frac{d_{вх}}{L-L_{погл}}$ надо выбирать меньше единицы, так как

$$\varphi_в = \operatorname{arctg}\frac{d_{вх}}{L-L_{погл}}. \qquad \text{(IV.4)}$$

Кроме того, для уменьшения тока отражения в раструбе проходной части цилиндра Фарадея желательно установить постоянный магнит, поле которого возвращает часть отраженных частиц на корпус цилиндра. Уменьшение тока утечки $I_у$ достигается хорошей изоляцией цилиндра Фарадея от земли. Для этого используют высококачественные изоляционные материалы с большим сопротивлением утечки (полистирол, фторопласт и т. п.). Собирание ионов или электронов, появляющихся в окрестности цилиндра Фарадея, уменьшается при заключении цилиндра в вакуумный кожух. При этом степень разряжения зависит от абсолютной точности, требуемой от интегратора. Так, например, если требуется, чтобы положительными ионами нейтрализовалось меньше 0,01% заряда пучка, необходимо давление в кожухе порядка $0{,}001\,\frac{Н}{м^2}$ (10^{-5} *мм рт. ст.*).

Основной статической характеристикой цилиндра Фарадея является зависимость между током измерительного прибора $I_{изм}$ или падением напряжения $U_{изм}$ на сопротивлении $R_{пр}$, включаемом между цилиндром Фарадея и землей, и током пучка $I_п$. Она обычно выбирается по возможности линейной в больших диапазонах изменения тока пучка путем разработки соответствующей конструкции цилиндра Фарадея в зависимости от энергии частиц пучка.

Отличие коэффициента передачи $k=\frac{I_{изм}}{I_п}$ или $\frac{U_{изм}}{I_п R_{изм}}$ от единицы объясняется указанными выше причинами.

Динамические характеристики цилиндра Фарадея определяются емкостью цилиндра на землю C, специальной интегрирующей емкостью $C_{инт}$ или инерционностью механической части измерительного прибора $T_{пр}$. Передаточная функция цилиндра Фарадея имеет следующий вид:

$$W(s) = \frac{k}{Ts+1}, \qquad \text{(IV.5)}$$

где

$$k = \frac{I_{изм}}{I_п} = \frac{U_{изм}}{I_п R_{изм}};$$

$T = R_{пр}C_{инт}$ — при наличии специальной интегрирующей емкости;
$T = R_{изм}C$ — при отсутствии специальной интегрирующей емкости;
$T = T_{пр}$ — при использовании в качестве интегратора механической части измерительного прибора.

Выбор конструкции цилиндра Фарадея определяется также условиями его эксплуатации: типом ускорителя, аппертурой пучка, параметрами пучка заряженных частиц и т. д. На рис. IV.3. приведена конструкция цилиндра Фарадея для измерения тока пучка частиц с энергией 40 *Мэв*. Погрешность измерения около 0,5%.

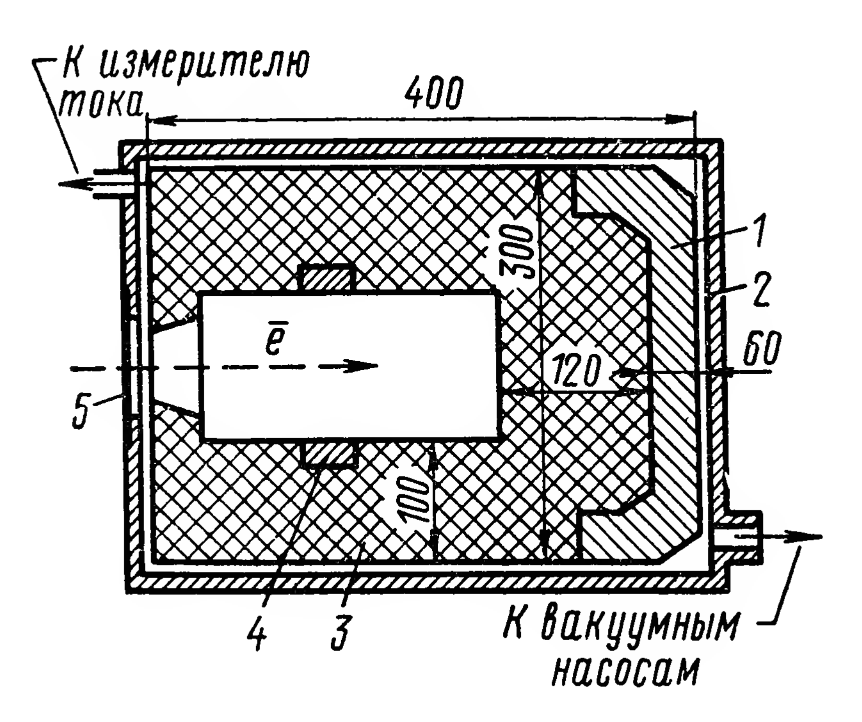


Рис. IV.3. Конструкция цилиндра Фарадея для измерения тока пучка заряженных частиц с энергией 40 *мэв*:

1 — свинец; *2* — сталь; *3* — графит; *4* — магнит; *5* — полиэфирная пленка

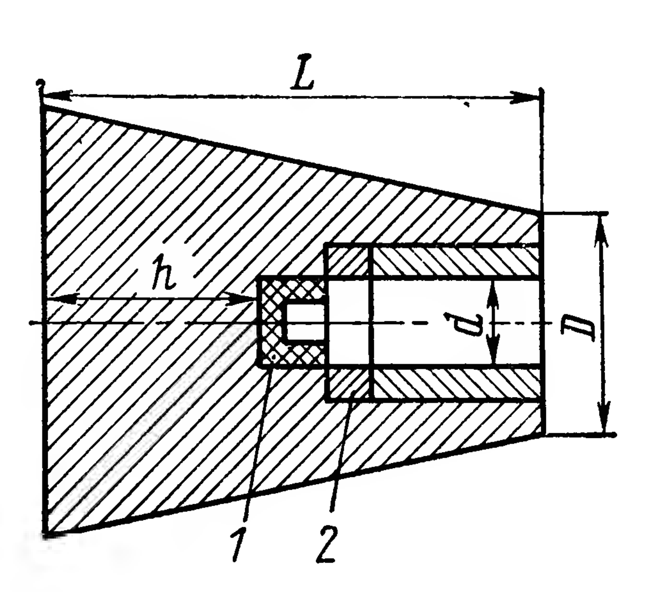


Рис. IV.4. Конструкция цилиндра Фарадея для пучка электронов с энергией до 100 *мэв*:

1 — графитовый стакан; *2* — постоянный магнит

На рис. IV.4 показана конструкция цилиндра Фарадея из свинца для электронов с энергией до 100 *мэв*. Для уменьшения рассеяния электронов в обратном направлении входной телесный угол цилиндра Фарадея сделан достаточно малым (0,6 *стер*), а внутрь цилиндра помещены графитовый стакан *1* и постоянный магнит *2*. Цилиндр Фарадея изолируется от земли полистироловыми кольцами, которые обеспечивают сопротивление утечки, равное 10^{14} *ом*. Для нормальной работы в вакуумном кожухе цилиндра создается давление, равное 0,001 $н/м^2$.

Для этой конструкции цилиндра в табл. IV.1 приведены основные его размеры в зависимости от энергии измеряемых частиц. При измерениях импульсных и непрерывных пучков, средняя величина тока которых составляет 10^{-6} *а* и более, цилиндр Фарадея подключается

Таблица IV.1

Зависимость основных размеров цилиндра Фарадея от энергии измеряемых частиц

Основные данные цилиндра Фарадея	Энергия электронов в *Мэв*		
	100	400	2000
h в *мм*	120	180	250
D в *мм*	140	300	460
d в *мм*	40	50	60
L в *мм*	300	320	400
δ в %	0,5	0,2	0,1
P в *г*	48	225	700

Примечание. D — внешний диаметр цилиндра Фарадея; L — длина цилиндра Фарадея; h — толщина поглощающей части, d — диаметр внутреннего отверстия; δ — выход заряженных компонентов ливня; P — масса цилиндра Фарадея.

непосредственно к микроамперметрам магнитоэлектрической системы. В случаях измерения меньших токов используются интегрирующие схемы с усилителями постоянного тока с отрицательной обратной связью.

Однако необходимо отметить, что измерение тока пучка заряженных частиц с помощью цилиндра Фарадея обладает некоторыми недостатками: большие габариты и большая масса цилиндра Фарадея иногда не позволяют использовать его в рабочих измерениях; измерение токов (особенно больших) затруднительно из-за вторичных явлений и нагрева. При работе на ускорителях желательно постоянно измерять ток пучка, причем в идеальном случае измеритель дает сигнал, пропорциональный общему току пучка, и не вносит искажений в пучок. Это невыполнимо при использовании цилиндра Фарадея. Последний часто используется для градуировки измерителей тока другого типа.

2. КОЛЛИМАТОРЫ, ДИАФРАГМЫ И МИШЕНИ

Коллиматоры и диафрагмы (рис. IV.5) являются полупрозрачными измерителями тока, так как они устанавливаются на пути пучка таким образом, чтобы бóльшая часть частиц пучка проходила на мишень. Форма и материал диафрагм и коллиматоров различны

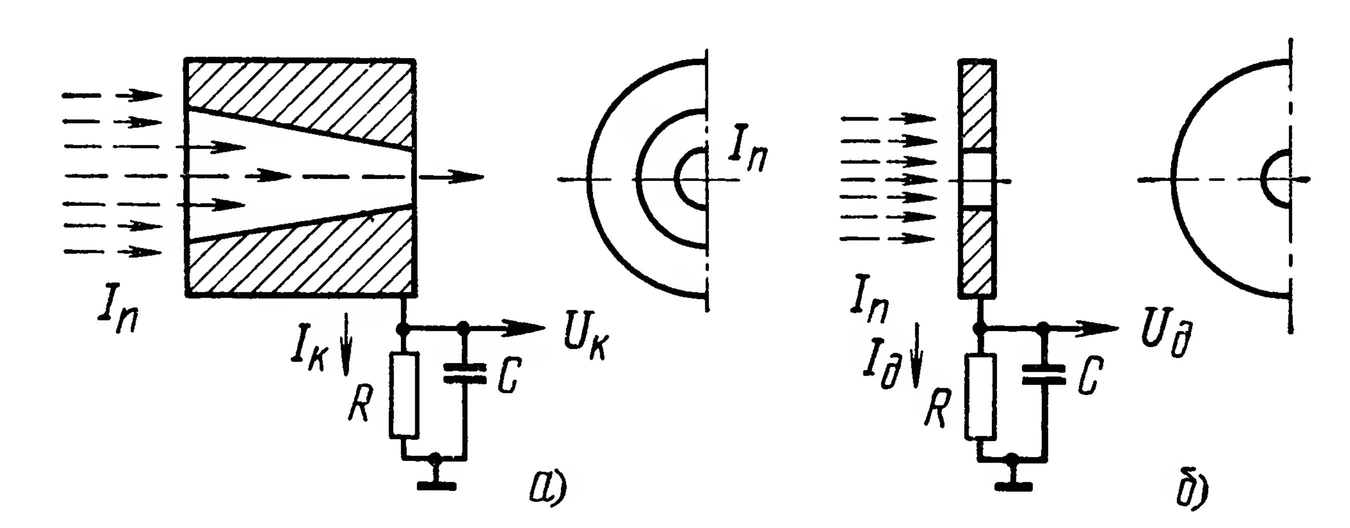


Рис. IV.5. Принцип действия коллиматора (*а*) и диафрагмы (*б*)

и зависят от конкретных условий применения. Эти датчики могут быть использованы и для измерения тока непрерывных пучков заряженных частиц. Материал диафрагм и коллиматоров часто подбирается экспериментально в зависимости от энергии и тока пучка. Чаще всего используются свинец или сплавы алюминия. Диафрагмы и коллиматоры частично перекрывают пучок, т. е. применяются в тех случаях, когда пучок имеет конечный диаметр (что практически всегда имеет место, так как пучок распределен в пространстве). Такие датчики дают возможность проводить измерения в процессе эксперимента. Однако они обладают весьма большими абсолютными и относительными погрешностями из-за влияния вторичных электронов, отражения, проницаемости пучка и изменения распределения частиц в поперечном сечении пучка. Лучшие результаты полу-

чаются при равномерном и постоянном во времени распределении частиц по сечению, что практически весьма трудно осуществимо. Использование таких датчиков для точных измерений возможно только при тщательной градуировке их и частой проверке ее по цилиндру Фарадея. Кроме того, при больших токах и энергиях пучка необходимо охлаждать коллиматоры и диафрагмы. Статические и динамические характеристики коллиматоров и диафрагм аналогичны характеристикам цилиндра Фарадея. Передаточные функции их имеют вид

$$W_к(s) = \frac{I_к(s)}{I_п(s)} = \frac{k_к}{T_к s + 1}, \quad \text{(IV.6)}$$

$$W_д(s) = \frac{I_д(s)}{I_п(s)} = \frac{k_д}{T_д s + 1}, \quad \text{(IV.7)}$$

где $W_к(s)$ и $W_д(s)$ — передаточные функции коллиматора и диафрагмы с токовым выходом;

$I_п$ — ток пучка;

$I_к$ и $I_д$ — токи коллиматора и диафрагмы;

$k_к$ и $k_д$ — коэффициенты пропорциональности, определяемые той частью частиц пучка, которая поглощается в материале коллиматора или диафрагмы;

$T_к = R_{вх}C_к$ и $T_д = R_{вх}C_д$ — постоянные времени, определяемые входным сопротивлением измерительной схемы $R_{вх}$, емкостью коллиматора $C_к$ и диафрагмы $C_д$ на землю.

В целом ряде случаев ускоренные заряженные частицы используются для получения γ-излучения и нейтронных потоков. Для этого на пути пучка устанавливаются мишени из различных материалов, в которых происходит торможение ускоренных частиц и появление γ-квантов или нейтронов.

В электронных ускорителях для получения γ-излучения ускоренные электроны направляются на мишени из металлов с большим атомным весом (вольфрам, платина, золото и др.). В ускорителях тяжелых частиц применяют мишени из различных материалов в зависимости от конкретных условий работы. В одних случаях частицы пучка, поглощаемые мишенью, протекают по измерительному сопротивлению и используются для измерения тока. Характеристики таких датчиков тока аналогичны описанному выше цилиндру Фарадея, коллиматорам и диафрагмам с соответствующим изменением коэффициента передачи, зависящем от конструктивных особенностей мишени и используемой измерительной схемы.

В других случаях пучок заряженных частиц активирует мишень и последующее измерение наведенной активности позволяет измерить интенсивность пучка.

3. ЭЛЕКТРОИНДУКЦИОННЫЕ И МАГНИТОИНДУКЦИОННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ ТОКА ПУЧКА ЗАРЯЖЕННЫХ ЧАСТИЦ

В электроиндукционных (или электростатических) измерителях используется эффект возникновения (или наведения) разности потенциалов на специальных сигнальных электродах при пролете пучка заряженных частиц. Если система электродов состоит из двух коаксиальных цилиндров одинаковой длины (рис. IV.6), а длина сгустка значительно больше длины электродов, то разность потенциалов, наведенная на внутренний электрод,

$$U(t) = 1{,}8 \cdot 10^{-10} \rho(t) \ln \frac{R}{r},$$

где $\rho(t)$ — линейная плотность распределения заряда пучка в $\frac{к}{м}$;

r — радиус внутреннего (сигнального) электрода в *м*;

R — радиус внешнего цилиндра (например, стенки внутренней камеры) в *м*.

Причем $\rho = \frac{q}{v t_и}$,

где $q = nZe$ — заряд, переносимый в течение импульса;

n — число частиц, Ze — заряд частицы в *к*;

v — скорость частиц в *м/сек*, $t_и$ — длительность импульса в *сек*.

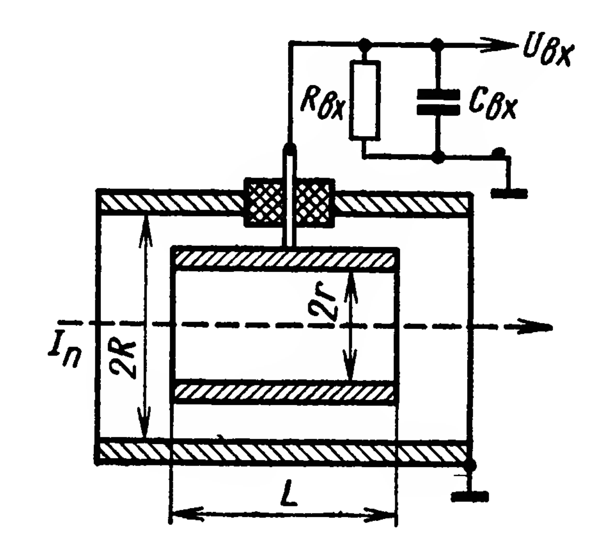


Рис. IV.6. Принцип работы электроиндукционного измерителя

Учитывая входную емкость измерительной схемы $C_{вх}$ и емкость соединительных проводов и ввода $C_м$ на входе измерительной схемы, при условии, что сопротивление входа $R_{вх}$ достаточно большое, получим

$$U_{вх}(t) = 1{,}8 \cdot 10^{-10} \rho(t) \ln \frac{R}{r} \frac{C_э}{C_э + C_м + C_{вх}}, \qquad \text{(IV.8)}$$

где $C_э$ — емкость сигнального электрода.

Если длина сигнального электрода L значительно больше его радиуса r, то $C_э = \frac{55{,}56 \cdot 10^{-12} L}{\ln R/r}$. Если же величины L и r сравнимы, то $C_э = \frac{61 \cdot 10^{-12}}{\ln R/r} + 4{,}17 \cdot 10^{-12} \left(\frac{R}{r}\right)^{-0{,}775}$. Величина $C_э$ определяется по этой формуле с точностью не менее 5%, если $L = (0{,}01 - 0{,}5)$ *м*, а $\frac{R}{r} = 1{,}2 \div 3{,}6$. Форма сечения электродов может быть различной (эллиптической; прямоугольной, треугольной и т. п.). Чаще всего ее выбирают в соответствии с формой сечения пучка либо вакуумной камеры.

Если $R \gg r$, то $U_{вх}(t) = \rho(t) \frac{L}{C_э + C_м + C_{вх}}$.

Эта формула справедлива для любой формы электродов.

Длина электродов определяется длиной сгустков, условиями или задачей эксперимента. Длина сгустков определяется по формуле

$$X = T_{сг}\left(\frac{2E}{M}\right)^{1/2}, \qquad (IV.9)$$

где X — длина сгустков в *м*;
$T_{сг}$ — длительность импульса сгустка в *сек*;
E — энергия частиц сгустка в *дж*;
M — масса ускоренных частиц в *кг*.

На рис. IV.7 показаны формы наведенных сигналов для случаев $L > X$ и $L < X$ (для простоты считаем, что плотность зарядов по длине сгустка постоянна). Если $L > X$, то $Q_{нав\ \max} = I_{сг}T_{сг}$; $I_{нав} = I_{сг}$, где $I_{сг}$ — амплитуда измеряемых импульсов тока.

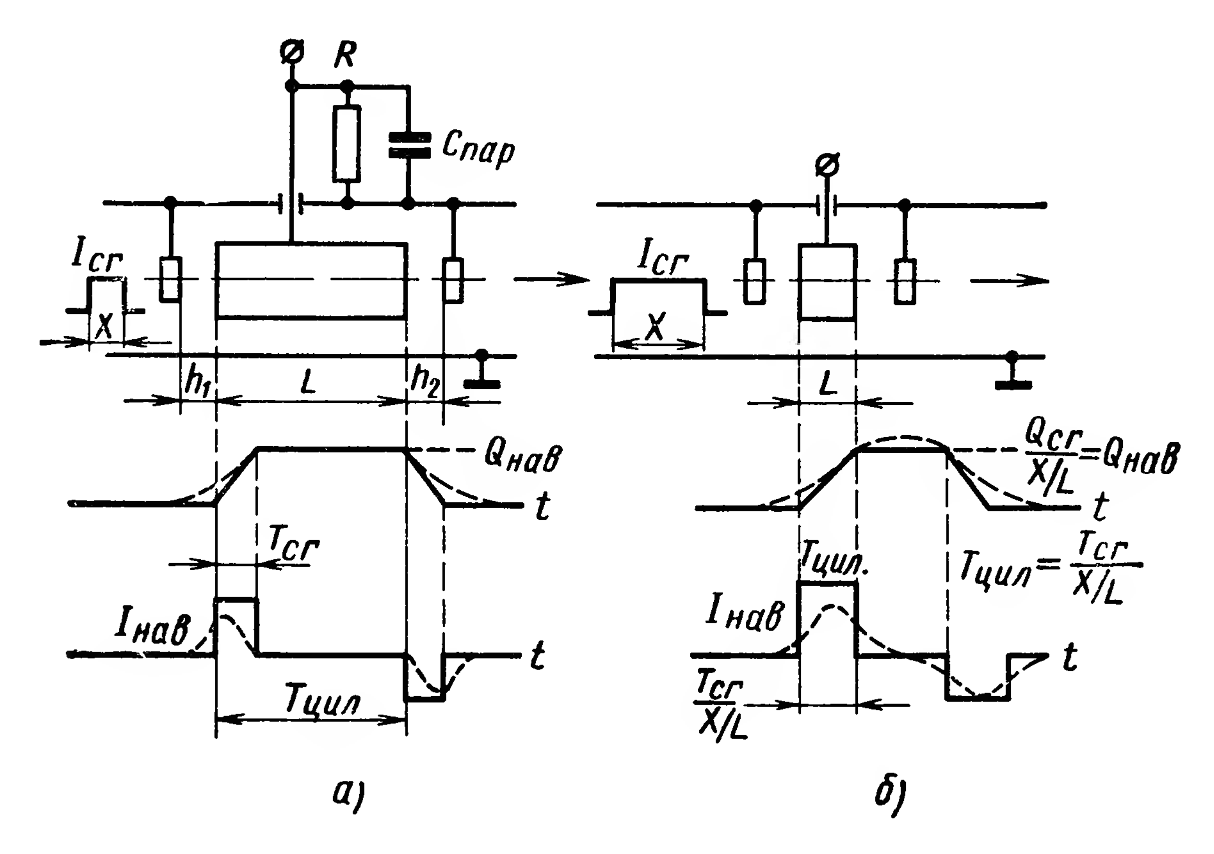


Рис. IV.7. Зависимость формы наведенных сигналов от соотношения между L и X:
а — при $L > X$; *б* — при $L < X$

Форма сигналов легко вычисляется, если поле, создаваемое зарядами сгустка, однородно по длине цилиндра. Для улучшения однородности рядом с цилиндром на расстоянии, значительно меньшем его длины, устанавливают охранные кольца. Без них фронт и спад сигналов затягиваются (штриховая линия на рис. IV.7). Охранные кольца увеличивают емкость цилиндра относительно земли и эффективную длину цилиндра $L_{эфф}$, которая в этом случае определяется, как

$$L_{эфф} = L + 0{,}5\,(h_1 + h_2), \text{ если}$$
$$(h_1 + h_2) \leqslant 0{,}1L,$$

где h_1 и h_2 — зазоры между торцовыми срезами цилиндра и охранными кольцами.

Если $R_{вх}C > T_{цил}$, где $R_{вх}$ — входное сопротивление измерительной схемы, $C = C_э + C_н + C_{вх}$ — суммарная емкость нагрузки

сигнального электрода, а $T_{цил} = \frac{L}{(2E/M)^{\frac{1}{2}}}$, то импульс напряжения, снимаемый с сигнального электрода, имеет форму импульса наведенного заряда. Время фронта этого импульса $\tau_{ф} = T_{сг}$ (при $L > X$) или $\tau_{ф} = T_{цил}$ (при $L < X$).

Если $R_{вх}C \ll T_{сг}$ (при $L > X$) или $R_{вх}C \ll \frac{T_{сг}}{(X/L)}$ (при $L < X$), то импульс напряжения имеет форму импульса тока и амплитуду $U = I_{нав}R_{вх}$. Длительность фронта этого импульса $\tau_{ф} \approx 2{,}2R_{вх}C$.

Измерительный прибор, состоящий из емкостного преобразователя и усилителя, характеризуется следующими параметрами: чувствительностью S, порогом чувствительности и полосой пропускания. Чувствительность S определяется следующим образом:

$$S = \frac{U_{вых}}{I_{сг}} = S_{д}K, \qquad \text{(IV.10)}$$

где $S_{д}$ — чувствительность преобразователя, а K — коэффициент усиления усилителя. Порог чувствительности измерителя обусловлен наличием внешних электрических помех, шумом цепей, стоящих после датчика, и фоном источников питания. Порог чувствительности определяется как минимальная величина измеряемого тока $I_{сг\,\min}$, при которой амплитуда сигналов на выходе усилителя $U_{вых}$ равна среднеквадратичному значению напряжения помех.

Магнитоиндукционные измерители тока пучка заряженных частиц отличаются малыми габаритами и большей чувствительностью по сравнению с электростатическими и находят широкое применение на ускорителях различного типа: линейных, циклотронах, бетатронах и др.

Принцип работы измерительных устройств такого типа основан на законе электромагнитной индукции, т. е. наведении э. д. с. в обмотке, находящейся в переменном магнитном поле, создаваемом сгустками заряженных частиц. Зависимость напряженности магнитного поля от величины тока пучка заряженных частиц описывается следующей формулой:

$$H = \frac{I_n}{2\pi r}, \qquad \text{(IV.11)}$$

где I_n — ток пучка заряженных частиц в *а*;
r — расстояние между центром пучка и точкой определения напряженности магнитного поля в *м*.

Если в это магнитное поле поместить контур, то по закону электромагнитной индукции в нем наведется электродвижущая сила e, величина которой определяется скоростью изменения магнитного потока, пронизывающего контур, т. е. $e = -\frac{d\Phi}{dt}$. Измеряя наведенное напряжение и зная зависимость между H и Φ, можно определить I_n. Принцип работы магнитоиндукционного измерителя тока можно пояснить с помощью рис. IV.8. Импульсный пучок заряженных частиц проходит через центр тороидального сердечника с ра-

диусом r и сечением S из ферромагнитного материала (магнитодиэлектрика), на котором расположена обмотка, имеющая w витков провода. Нагрузка обмотки — сопротивление $Z_н$, которое может быть представлено параллельным соединением активного сопротивления нагрузки $R_н$ и емкости нагрузки $C_н$. Возникающий в обмотке ток I при прохождении импульсов тока пучка $I_п$ создает на сопротивлении $Z_н$ падение напряжения U, которое зависит от тока пучка $I_п$.

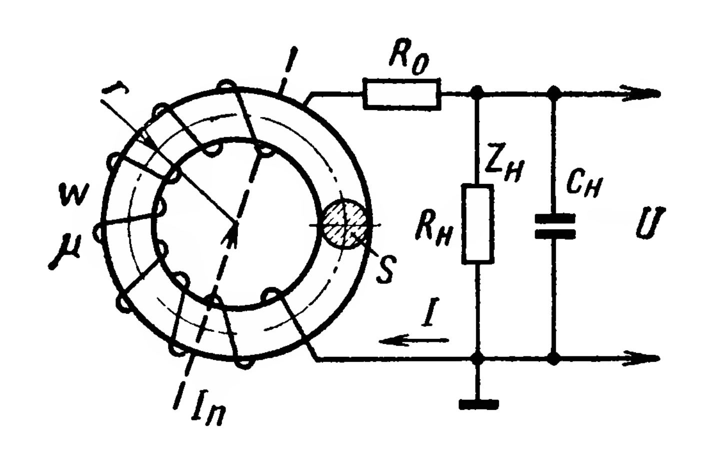


Рис. IV.8. Принцип работы магнитоиндукционного измерителя тока пучка заряженных частиц

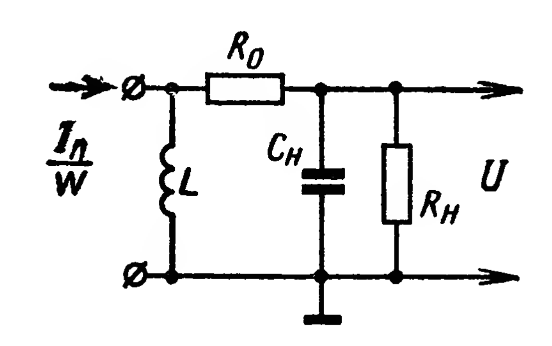


Рис. IV.9. Схема замещения магнитоиндукционного измерителя тока

Эквивалентная схема замещения такого измерителя изображена на рис. IV.9. Его передаточная функция имеет следующий вид:

$$W(s) = \frac{U(s)}{I_п(s)} = \frac{ksL}{T_1^2 s^2 + T_2 s + 1}, \qquad \text{(IV.12)}$$

где

$$k = \frac{R_н}{w(R_0 + R_н)};$$

$L = \frac{\mu_0 \mu_a w^2 S}{2\pi r}$ — индуктивность обмотки в *гн*;

$$T_1^2 = \frac{R_н}{R_0 + R_н} L C_н, \quad T_2 = \frac{R_0 R_н}{R_0 + R_н} C_н + \frac{L}{R_0 + R_н},$$

здесь w — число витков обмотки;

S — площадь сечения сердечника в $м^2$;

r — средний радиус сердечника в *м*;

R_0 — активное сопротивление обмотки в *ом*, включающее в себя в общем случае активное сопротивление провода обмотки и сопротивление, эквивалентное потерям в сердечнике;

$R_н$ — активное сопротивление нагрузки в *ом*;

$C_н$ — емкость нагрузки в *ф*, состоящая из собственной емкости нагрузки C_0 и паразитной емкости $C_{пар} = C_з + C_{мв}$ ($C_з$ — емкость обмотки на землю, учитывающая и емкость монтажа, $C_{мв}$ — междувитковая емкость обмотки);

$\mu_0 = 0{,}4\pi 10^{-6}$ *гн/м* — магнитная постоянная;

μ_a — начальная магнитная проницаемость материала (кривая намагничивания заменяется линейной зависимостью, так как напряженность магнитного поля обычно мала).

Передаточная функция измерителя и характер напряжения на его выходе зависят от соотношения параметров L, $C_н$, $R_н$ и R_0. Причем возможны различные режимы работы магнитоиндукционных измерителей тока. В апериодическом режиме, при малом сопротивлении нагрузки $R_н \ll \frac{\rho}{2}$, где $\rho = \left(\frac{L}{C_н}\right)^{1/2}$ — волновое сопротивление контура измерителя, и при соответствующем выборе остальных параметров измерителя (числа витков обмотки w, начальной магнитной проницаемости сердечника μ_a, величины $\frac{S}{2\pi r}$ и емкости нагрузки обмотки $C_н$), зависящих от параметров импульсов тока пучка (длительности импульсов $t_и$ и их фронтов $\tau_ф$), полоса частот, пропускаемых измерителем без существенных искажений, достаточно широка и форма импульсов выходного напряжения соответствует форме импульсов тока пучка. Следовательно, в этом случае измеритель является трансформатором тока с коэффициентом трансформации $n = \frac{1}{w}$, а чувствительность его равна $S_{да} = \frac{R_н}{w}$. Максимальная чувствительность $S_{да\ \max}$ при достаточно хорошей передаче формы импульсов тока может достигать 10—15 *в/а* (в импульсе).

Передаточная функция измерителя в этом режиме имеет следующий вид:

$$W(s) = \frac{ks}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}, \tag{IV.13}$$

где $T_1 = \tau_L = \frac{L}{R_0 + R_н}$ — постоянная времени обмотки;

$T_2 = \tau_C = R_н C_н$ — постоянная времени заряда емкости нагрузки $C_н$.

При действии прямоугольных импульсов тока пучка выходное напряжение

$$U(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t \leqslant 0; \\ U_1(t) & \text{при } 0 < t \leqslant t_и; \\ U_1(t) - U_1(t - t_и) & \text{при } t > t_и, \end{cases} \tag{IV.14}$$

где

$$U_1(\zeta) = \frac{I_0 R_н}{w}\left(e^{-\frac{\zeta}{\tau_L}} - e^{-\frac{\zeta}{\tau_C}}\right);$$

I_0 — амплитуда прямоугольного импульса тока;

$t_и$ — длительность импульса тока пучка.

На рис. IV.10 показана форма импульсов выходного напряжения для разных значений τ_L и τ_C. Из рисунка видно, что чем больше τ_L и меньше τ_C, тем лучше форма импульсов соответствует форме импульсов тока пучка. К этому же выводу можно прийти, рассматривая полосу пропускания измерителя, т. е. диапазон частот, которые передаются им без искажения. В идеальном случае ($\tau_C = 0$ и

$\tau_L = \infty$) амплитудные и фазовые искажения отсутствуют на всех частотах и импульсы выходного напряжения идентичны импульсам тока пучка. Реально эти требования выполняются с некоторым приближением, поэтому о подобии или соответствии форм импульсов можно говорить с определенной степенью точности, зависящей от параметров измерителя тока.

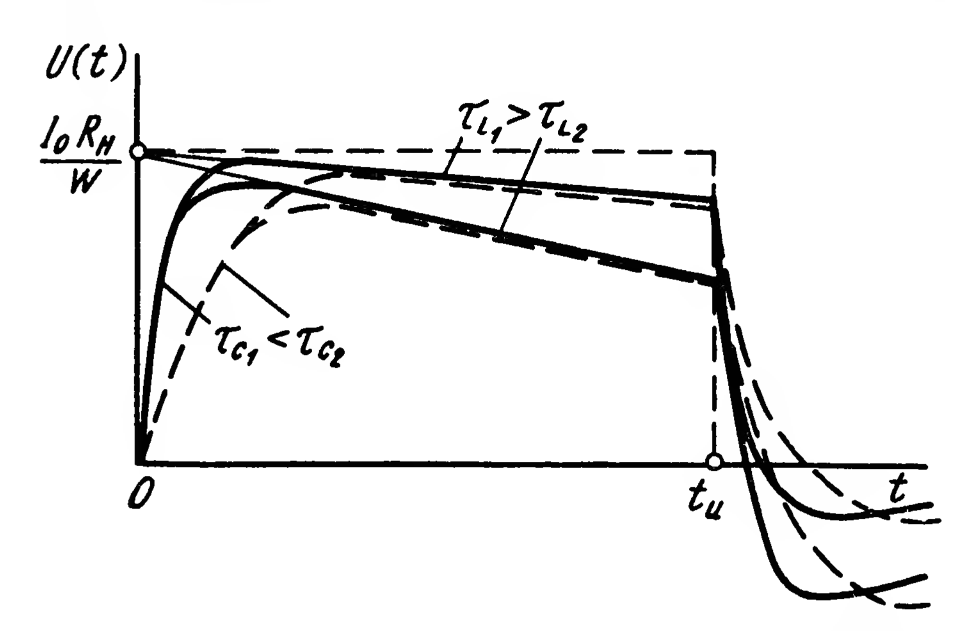


Рис. IV.10. Зависимость формы импульсов выходного напряжения от τ_L и τ_C

Для оценки степени искажения вводятся следующие критерии подобия форм и импульсов, в основу которых положено сравнение наиболее важных параметров, характеризующих форму идеального и реального импульсов выходного напряжения измерителя тока пучка.

1. Относительный спад вершины импульса выходного напряжения $u(t)$.

$$\lambda = \frac{\Delta U(t_и)}{U_0} \left(\text{или } \lambda(\%) = \frac{\Delta U(t_и)}{U_0} 100\%\right),$$

где

$$\Delta U(t_и) = U_0 - U(t_и),$$

а

$$U_0 = \frac{I_0 R_н}{w}.$$

2. Относительное увеличение переднего фронта импульса выходного напряжения $U(t)$:

$$\theta = \frac{\Delta\tau}{t_и} \left(\text{или } \theta(\%) = \frac{\Delta\tau}{t_и} 100\%\right),$$

где $\Delta\tau = \tau_ф - \tau_0$ ($\tau_ф$ — длительность переднего фронта импульса выходного напряжения измерителя тока пучка, τ_0 —длительность переднего фронта импульса тока пучка, причем $\tau_0 = 0$ только для прямоугольного импульса), $t_и$ — длительность импульса тока пучка.

Длительность фронта определяется как время нарастания величины импульса от 0,1 до 0,9 амплитуды импульса. Известно, что для таких цепей связь между параметрами импульса и постоянными времени имеет следующий вид:

$$\left.\begin{aligned} \lambda &= \frac{\Delta U(t_и)}{U_0} = \frac{t_и}{\tau_L}; \\ \tau_ф &= 2{,}2\tau_C \ (\text{при } \tau_0 \leqslant 2{,}2\tau_C. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(IV.15)}$$

Эти соотношения позволяют вывести условия, при которых величина импульса выходного напряжения измерителя тока не больше, чем на λ, отличается от U_0, а увеличение фронта импульса $U(t)$ не превышает θ при $\tau_0 \leqslant 2{,}2\tau_C$ (если $\tau_0 > 2{,}2\tau_C$, то увеличение фронта $\tau_ф$ весьма незначительное, т. е. $\tau_ф \approx \tau_0$).

Математически эти условия запишутся в виде

$$\frac{\tau_L}{t_u} \geqslant \frac{100}{\lambda\,(\%)} \text{ и } \frac{t_u}{\tau_C} \geqslant \frac{220}{\theta\,(\%)}.$$

Эти зависимости или графики, построенные по ним (рис. IV.11), дают возможность по заданным λ (%) и θ (%) определить необходимые для этого соотношения между параметрами датчика (τ_L, τ_C) и длительностью импульсов тока пучка (t_u).

Очевидно, что для уменьшения степени искажения формы импульсов пучка необходимо увеличивать τ_L и уменьшать τ_C.

Так как $\tau_L \approx \frac{L}{R_н}$, где $L = \frac{\mu_0\mu_a w^2 S}{2\pi r}$ для тороидального сердечника с круглым сечением и $L = \frac{\mu_0\mu_a w^2}{2\pi r} b \ln \frac{d_2}{d_1}$ для тороидального сердечника с прямоугольным сечением (b — толщина, d_1 — внутренний, а d_2 — внешний диаметры сердечника), то для увеличения τ_L возможны следующие способы:

1) выбирать материал с большой начальной магнитной проницаемостью;

2) увеличивать отношение $\frac{S}{2\pi r}$ $\left(\text{или } \frac{b \ln \frac{d_2}{d_1}}{2\pi}\right)$ сердечника;

3) увеличивать число витков w;

4) уменьшать сопротивление нагрузки $R_н$.

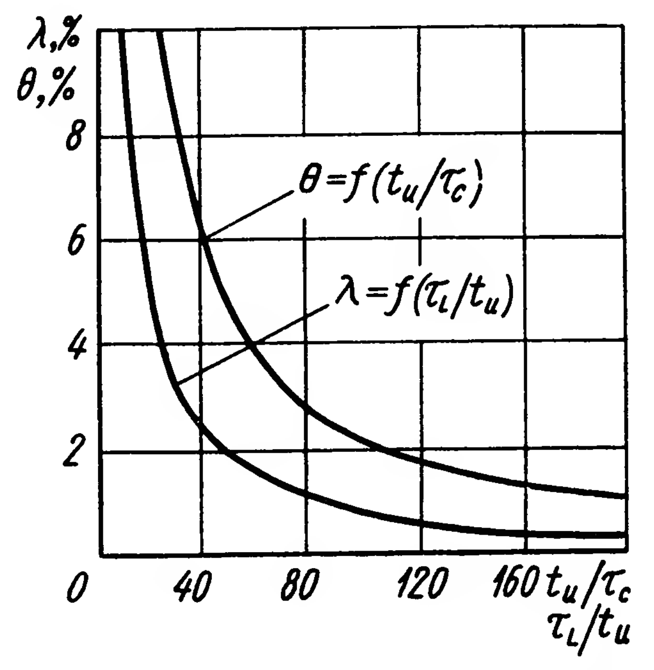


Рис. IV.11. Графики зависимостей λ (%) от $\frac{\tau_L}{t_u}$ и θ (%) от $\frac{t_u}{\tau_C}$

Однако практически возможности увеличения τ_L ограничены вследствие ряда причин.

1. Довольно ограничен выбор материала сердечника, так как необходимы материалы с большой начальной магнитной проницаемостью в области высоких частот (до 10^6 *гц*). Наиболее подходящими являются магнитомягкие материалы типа ферритов и магнитодиэлектриков, у которых $\mu_{a\,\max} \approx 3000 \div 4000$. В этом режиме работы измерителя тока можно использовать и пермаллои (сплав никеля с железом), но при этом возникают трудности технологического порядка, так как необходимы сердечники из весьма тонких листов или лент.

2. На величину отношения $\frac{S}{2\pi r}$ сердечника $\left(\text{или } \frac{b \ln \frac{d_2}{d_1}}{2\pi}\right)$ накладываются ограничения конструктивного характера, так как увеличение сечения сердечника приводит к большим габаритам измерителя тока и поэтому, например, для линейных ускорителей электронов на малые энергии $S_{\max} \approx 6 \cdot 10^{-4}$ *м*². Для «прозрачности» измерителя внутренний диаметр сердечника d_1 должен

быть больше 0,03—0,04 *м*. Обычно максимальное значение отношения $\frac{S}{2\pi r}$ или $\frac{b \ln d_2/d_1}{2\pi} \approx 4 \cdot 10^{-3}$ *м*.

3. Увеличение числа витков w и уменьшение сопротивления нагрузки $R_н$ приводит к уменьшению чувствительности измерителя тока, что не всегда желательно.

Уменьшение постоянной времени заряда емкости нагрузки τ_C возможно за счет уменьшения сопротивления нагрузки и емкости нагрузки $C_н$. Для этого необходимо уменьшать входную емкость измерительной схемы $C_{вх}$ и паразитные емкости $C_{пар}$: емкость монтажа $C_м$, междувитковую емкость $C_{мв}$ и емкость обмотки на землю или корпус измерителя $C_{обм}$ (причем $C_{мв}$ и $C_{обм}$ увеличиваются с увеличением числа витков w). Необходимо также учитывать падение чувствительности при уменьшении сопротивления нагрузки $R_н$ и возможное искажение формы импульсов выходного напряжения из-за появления наложенных паразитных высокочастотных колебаний (при уменьшении $C_н$ и $R_н$), обусловленных наличием индуктивности рассеяния $L_{рас}$, амплитуда которых зависит от соотношения между волновым сопротивлением образующегося паразитного контура $\rho_{рас} = \left(\frac{L_{рас}}{C_н}\right)^{1/2}$ и сопротивлением нагрузки $R_н$.

В колебательном режиме при большом сопротивлении нагрузки $\left(R_н \gg \frac{\rho}{2}\right)$ измеритель тока представляет собой резонансный контур, возбуждаемый импульсами тока пучка заряженных частиц. При подключении параллельно нагрузке соответствующим образом диода на выходе получаются импульсы напряжения, по форме отличные от импульса тока пучка, но значительно большие по амплитуде, чем при работе в апериодическом режиме. Чувствительность измерителя в этом режиме растет с увеличением добротности и волнового сопротивления резонансного контура:

$S_д \approx \left(\frac{\mu_0 \mu_a S}{2\pi r C}\right)^{1/2} - \frac{\pi R_0}{4w}$ — для сердечников с круглым сечением и $S_д \approx \left(\frac{\mu_0 \mu_a b}{2\pi r C} \ln \frac{d_2}{d_1}\right)^{1/2} - \frac{\pi R_0}{4w}$ — для сердечников с прямоугольным сечением.

Максимальная чувствительность может достигать $\sim 150 \div 170$ *в/а* (в импульсе).

Передаточная функция измерителя в этом режиме имеет следующий вид:

$$W(s) = \frac{skL}{T_1^2 s^2 + T_2 s + 1}. \qquad \text{(IV.16)}$$

При действии прямоугольных импульсов тока пучка выходное напряжение

$$U(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t \leq 0; \\ U_2(t) & \text{при } 0 < t \leq t_и; \\ U_2(t) - U_2(t - t_и) & \text{при } t > t_и, \end{cases} \qquad \text{(IV.17)}$$

где

$$U_2(\zeta)=\frac{I_0}{w}\rho e^{-\alpha\zeta}\sin\omega_0\zeta;$$

$$\rho=\left(\frac{L}{C_н}\right)^{1/2},\quad \alpha=\frac{R_0}{2L}+\frac{1}{2R_кC_н},$$

$$\omega_0=(LC_н)^{-\frac{1}{2}}.$$

Форма напряжения на выходе измерителя приведена на рис. IV.12. Если параллельно нагрузочному сопротивлению $R_н$ подключить диод так, чтобы для первого колебания его сопротивление было равно $R_{обр}$, то на выходе измерителя получаются импульсы напряжения, амплитуда которых пропорциональна амплитуде импульсов тока пучка, а последующие колебания быстро затухают (штриховая линия на рис. IV.12). При этом амплитуда импульсов будет определяться следующим выражением:

$$U_м=\frac{I_0\rho}{w}e^{-\left(\frac{R_0}{2L}+\frac{1}{2RC}\right)t_м}\approx\frac{I_0\rho}{w}\left(1-\frac{\pi R_0}{4\rho}-\frac{\pi\rho}{4R}\right),\qquad (IV.18)$$

при $t_м\approx\frac{\pi}{2\omega_0}$,

где

$$\rho=\left(\frac{L}{C_н+C_д}\right)^{1/2},\quad R=\frac{R_нR_{обр}}{R_н+R_{обр}},\quad C=C_н+C_д.$$

$$\omega_0=(LC)^{-\frac{1}{2}};\ C_д — \text{емкость диода}$$

(при условии, что $\rho\leqslant 2R_н$).

Чувствительность измерителя тока в этом режиме

$$S_д=\frac{U_м}{I_0}\cong\frac{\rho}{w}\left(1-\frac{\pi R_0}{4\rho}-\frac{\pi\rho}{4R}\right)\cong\frac{\left(\frac{L}{C}\right)^{1/2}}{w}-\frac{\pi R_0}{4w}.\qquad (IV.19)$$

Учитывая, что $L=\frac{\mu_0\mu_a w^2S}{2\pi}$ (для тороидальных сердечников с круглым сечением) и $L=\frac{w^2\mu_0\mu_a}{2\pi}b\ln\frac{d_2}{d_1}$ (для тороидальных сердечников с прямоугольным сечением), получим, что чувствительность соответственно будет

$$S'_д\approx\left(\frac{\mu_0\mu_aS}{2\pi rC}\right)^{1/2}-\frac{\pi R_0}{4w}\ \text{ и }\ S''_д\approx\left(\frac{\mu_0\mu_ab}{2\pi C}\ln\frac{d_2}{d_1}\right)^{1/2}-\frac{\pi R_0}{4w}.\qquad (IV.20)$$

Из выведенных формул следует, что для увеличения чувствительности измерителей в этом режиме работы необходимо:

1) использовать сердечники из материалов с большой начальной магнитной проницаемостью μ_a и малыми потерями на вихревые токи, гистерезис и магнитное последействие (для уменьшения R_0);

2) увеличить отношение $\frac{S}{2\pi r}$ $\left(\text{или } \frac{b}{2\pi}\ln\frac{d_2}{d_1}\right)$ сердечников;

3) уменьшать емкость нагрузки обмотки C;

4) увеличить число витков обмотки w.

О возможностях выбора материала и размеров сердечников уже говорилось. Необходимо только отметить значительно большее влияние потерь в сердечнике, которые возрастают с увеличением частоты ω_0. Из-за больших потерь использовать сердечники из пермаллоев в этом режиме нельзя. Наилучшие результаты получаются при применении никель-марганцевых ферритов.

Уменьшение емкости нагрузки C ограничивается паразитными емкостями $C_{пар}$ (междувитковой емкостью $C_{мв}$ и емкостью обмотки на корпус датчика или «землю» $C_{обм}$) и входной емкостью измерительной схемы $C_{вх}$. Для независимости чувствительности датчика от временных и температурных изменений этих емкостей значение емкости нагрузки C_0 выбирается из соотношения $C_0 \geqslant 10 \div 20\,(C_{вх} + C_{пер})$.

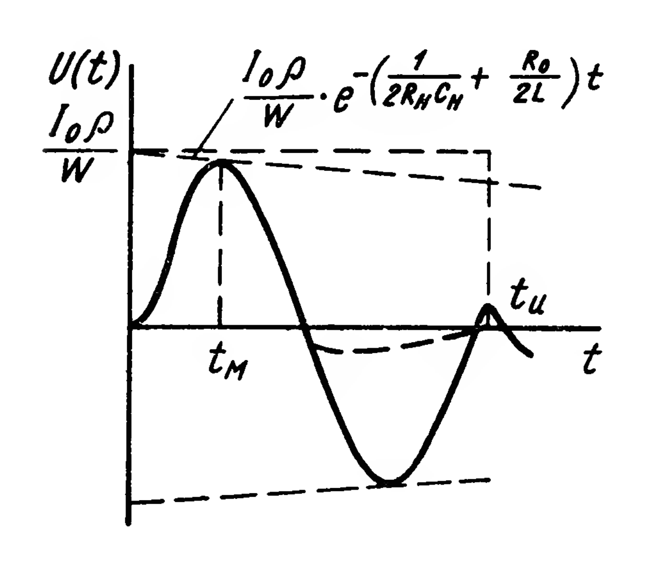


Рис. IV.12. Форма выходного напряжения измерителя при колебательном режиме работы

Увеличение числа витков обмотки w ограничивается ростом паразитной емкости $C_{пар}$ и уменьшением частоты ω_0, что может привести к нарушению необходимого условия $t_м \leqslant t_и$ и, соответственно, уменьшению чувствительности датчика и зависимости ее от длительности импульса тока пучка $t_и$.

В промежуточных режимах, при других сопротивлениях нагрузки $R_н$, т. е. если $R_н \leqslant \frac{\rho}{2}$ или $R_н \geqslant \frac{\rho}{2}$, полоса пропускания измерителя значительно уменьшается по сравнению с апериодическим режимом, поэтому импульсы выходного напряжения по форме не соответствуют импульсам тока пучка, а амплитуда их значительно меньше, чем при работе в колебательном режиме из-за уменьшения добротности контура. Вследствие этих причин практическое использование датчиков тока в таких режимах является нецелесообразным.

Четыре группы прозрачных измерителей тока (пучка заряженных частиц) в соответствии с их назначением представлены в табл. IV.2.

1. Исследование формы импульсов тока пучка заряженных частиц. Для этого необходимо получать импульсы напряжения, по форме аналогичные импульсам тока пучка, с тем чтобы, фиксируя их осциллографическими методами, наблюдать изменения формы импульсов тока пучка как в процессе ускорения (например, наблюдать эффект «укорачивания» импульсов), так и при различных режимах работы ускорителя, а также производить измерения различных параметров импульсов тока пучка (амплитуду, длительность, нарастание и срез импульсов, средний ток пучка и т. д.), используя при этом известные методы регистрации параметров.

Таблица IV.2

Назначение и режимы работы магнитоиндукционных измерителей тока

Назначение магнитоиндукционных измерителей тока	Режимы работы измерителей	Примечание и дополнительные сведения
Наблюдение формы импульсов тока пучка	Апериодический	$\lambda \leq 3 \div 5\%$ $\theta \leq 5 \div 10\%$ $S_д \leq 10 \div 15\%$ *в/а*
Измерение амплитуды импульсов тока пучка	Апериодический, промежуточный, колебательный	$S_{да} \leq 10 \div 15$ *в/а*, при любых $t_и$ $S_{дп} \leq 30 \div 50$ *в/а* $S_{дk} \leq 100 \div 150$ *в/а* при $t_и \geq 0{,}5 \div 1$ *мксек*
Измерение длительности импульсов тока пучка	Апериодический, колебательный, промежуточный	При колебательном режиме декремент затухания должен быть достаточно большим $1/2\ \alpha \geq t_и$
Измерение среднего значения импульсной последовательности	Апериодический, промежуточный	В промежуточных режимах при ограниченных пределах изменения $t_и$ и I_0, зависящих от погрешности измерения среднего значения импульсной последовательности

Для этих целей необходимо использовать апериодический режим работы, причем выбор параметров измерителя (числа витков w, сопротивления нагрузки $R_н$, материала и габаритов сердечника и др.) зависит от требуемой степени соответствия импульсов выходного напряжения измерителя и импульсов тока пучка.

Реально возможна довольно хорошая степень повторяемости или соответствия импульсов (спад вершины не более 3—5%, а завал фронта не более 5—10%) при чувствительности от 10 до 15 *в/а* в импульсе.

Применение для этих целей измерителей, работающих в колебательном или промежуточном режиме, нецелесообразно вследствие большой степени искажения формы импульсов напряжения измерителя по сравнению с импульсами тока пучка.

2. Измерение амплитуды импульсов тока пучка заряженных частиц при отсутствии каких-либо требований к наблюдению формы импульсов тока.

Для этих целей возможно использование магнитоиндукционных измерителей, работающих во всех режимах (апериодическом, колебательном и промежуточном). Максимальная чувствительность при этом получается в колебательном режиме и практически она

может достигать 100—150 *в/а* в импульсе (при длительности импульсов тока пучка не менее 0,5 *мксек*).

3. Измерение длительности импульсов тока пучка заряженных частиц при отсутствии каких-либо требований к наблюдению и неискаженной передаче формы импульсов тока. В этом случае можно использовать измерители, работающие в апериодическом и промежуточном режимах. Колебательный режим может быть использован, если декремент затухания контура достаточно велик и колебания, вызванные передним фронтом импульса тока пучка, затухают за время импульса (т. е. ко времени действия заднего фронта). Точность измерения длительности импульсов тока пучка в основном определяется используемыми методами и схемами регистрации временного интервала между двумя импульсами разной полярности.

4. Измерение среднего значения импульсной последовательности тока пучка заряженных частиц. Если при этом не предъявляется специальных требований к передаче формы импульсов тока пучка, то помимо использования измерителей, работающих в апериодическом режиме, возможно применение измерителей, работающих в промежуточных режимах. При этом возможно значительное искажение формы импульсов выходного напряжения измерителей и несоответствие их по форме импульсам тока пучка, так как пропорциональность между площадью импульсов тока и импульсов выходного напряжения может сохраняться при весьма нежестких требованиях к передаче формы и при изменении длительности и амплитуды импульсов тока в ограниченных пределах, зависящих от требуемой погрешности измерения.

Способы включения измерителей в измерительные схемы или схемы автоматического управления и их конструктивные особенности во многом зависят от их режима работы, а также определяются конкретными особенностями ускорителей заряженных частиц (параметрами импульсов тока пучка, уровнем наводок и помех, а также конструкцией узлов, в которых устанавливаются измерители).

Известны и описаны следующие способы включения измерителей: а) непосредственное включение, когда сигнал с измерителя, работающего в апериодическом режиме, по коаксиальному кабелю, нагруженному на волновое сопротивление, поступает на измерительную схему или систему автоматического управления; б) включение с использованием предусилителей или буферных каскадов, которые устанавливаются непосредственно около измерителей тока, работающих как в апериодическом, так и в колебательном режимах. Причем при работе в апериодическом режиме возможно использование отрицательной обратной связи, охватывающей чувствительный элемент и усилитель, что повышает стабильность работы схемы; в) компенсационный метод включения, когда измеритель используется в качестве нуль-органа или элемента сравнения, фиксирующего отличие тока пучка заряженных частиц от известного или

задаваемого тока, проходящего по специальному проводнику сквозь измеритель.

В конструктивном отношении измерители делятся на вакуумные и невакуумные. В вакуумных конструкциях измеритель устанавливается в вакуумном объеме и для вывода сигналов предусматриваются специальные вакуумные электрические выводы (рис. IV.13). В невакуумных конструкциях измеритель размеща-

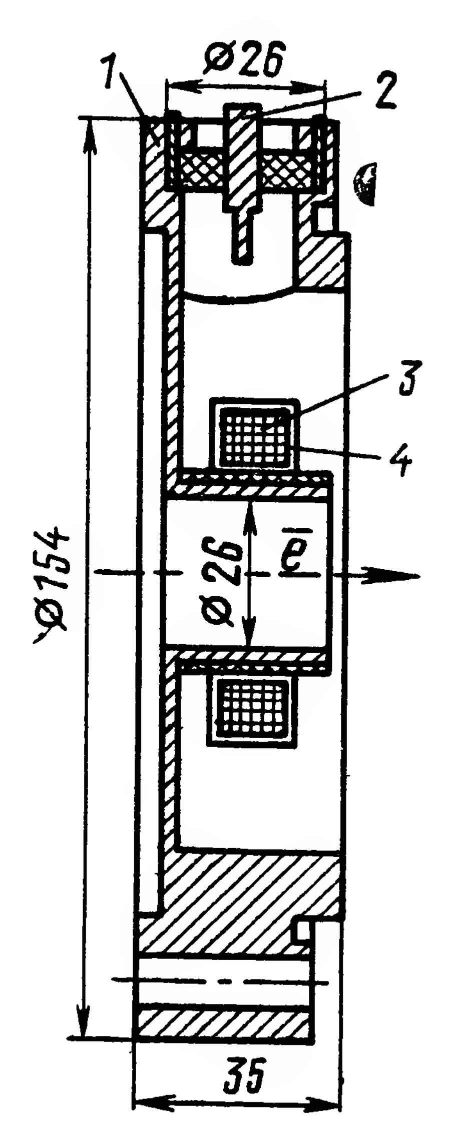


Рис. IV. 13. Вакуумная конструкция измерителя тока:

1 — корпус; 2 — электрический вывод из вакуума; 3 — сердечник; 4 — обмотка

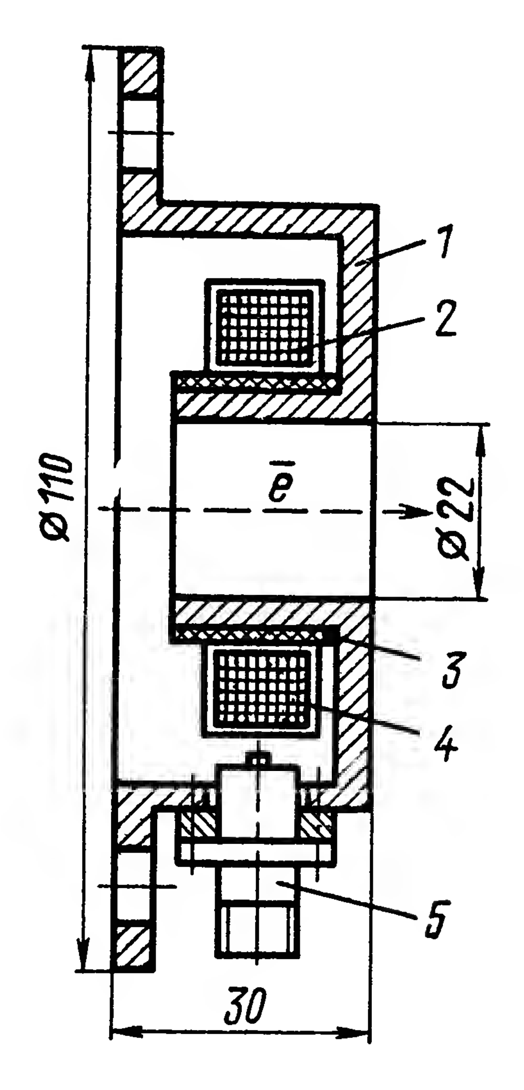


Рис. IV.14. Невакуумная конструкция измерителя тока:

1 — корпус; 2 — ферритовый сердечник; 3 — изолятор; 4 — обмотка; 5 — разъем электрического вывода

ется вне вакуумной системы ускорителя, но частицепровод в месте установки датчика должен иметь непроводящий промежуток (керамика, стекло или какой-либо другой изолятор) для отсутствия короткозамкнутого витка (рис. IV.14). Абсолютная погрешность измерения тока пучка с помощью магнитоиндукционных измерителей определяется погрешностью градуировки, проводимой с помощью цилиндра Фарадея, устанавливаемого при настройке, а относительная погрешность может составлять не более 3—5%.

4. ИЗМЕРИТЕЛИ ВТОРИЧНОЙ ЭМИССИИ (ЭМИССИОННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ)

Для измерения тока пучка заряженных частиц на ускорителях используются измерители вторичной эмиссии, которые называются иногда «мониторами вторичной эмиссии». Принцип действия таких

приборов основан на измерении величины тока вторичных электронов низкой энергии, выбиваемых первичным пучком при прохождении через тонкую фольгу. Толщина фольги выбирается намного меньше длины свободного пробега частиц измеряемого пучка в данном материале так, чтобы потери частиц первого пучка были минимальными. Поэтому измеритель такого типа относится к «контактным прозрачным измерителям». Для собирания вторичных электронов вблизи эмиттирующего электрода устанавливается электрод-коллектор, на который подается положительное напряжение относительно эмиттера. Ток, возникающий в цепи коллектора, регистрируется интегратором тока и служит мерой тока первичного пучка.

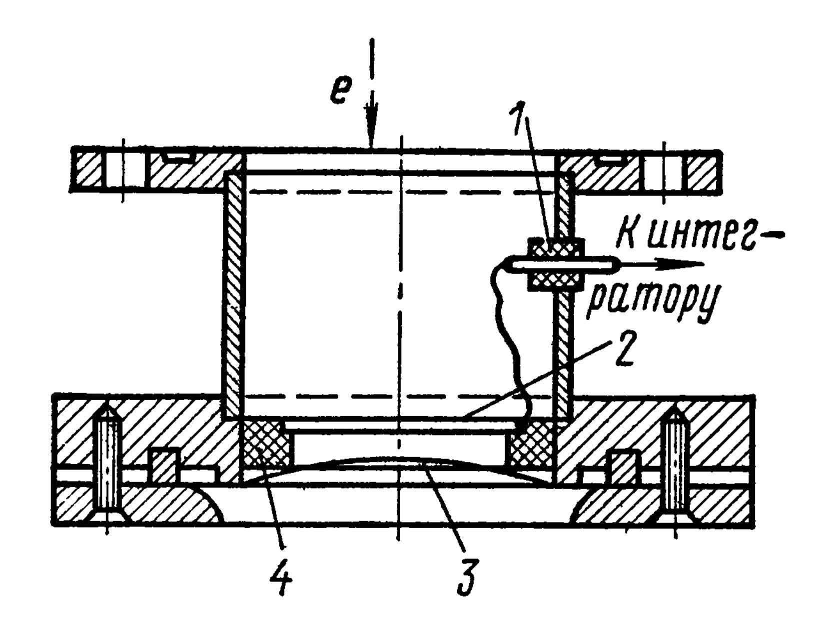


Рис. IV.15. Конструкция измерителя вторичной эмиссии:

1 — вывод; *2* — фольга коллектора; *3* — фольга окна; *4* — полистироловое кольцо

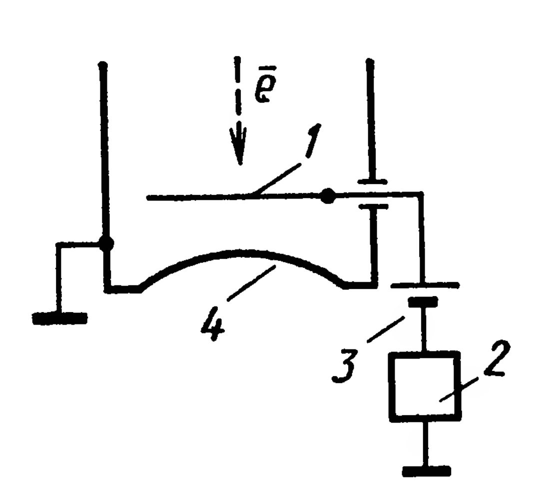


Рис. IV.16. Электрическая схема измерителя вторичной эмиссии

1 — коллектор; *2* — интегратор; *3* — батарея смещения; *4* — выходное окно

Число вторичных электронов $N_{вэ}$, используемых коллектором, зависит от тока $I_п$ и энергии $W_п$ первичного пучка, толщины δ и материала эмиттера (атомного веса A) и напряжения смещения $U_{см}$:

$$N_{вэ} = f\,(I_п,\ W_п,\ \delta,\ A,\ U_{см}). \qquad \text{(IV.21)}$$

Соответствующим выбором толщины δ и материала эмиттера и напряжения смещения можно получить пропорциональную зависимость между током вторичных электронов и током первичного пучка в некотором диапазоне энергии частиц падающего пучка. С целью повышения чувствительности для пучков высоких энергий (десятки *Мэв* и выше) как эмиттирующий электрод, так и собирающий, представляют собой наборы из нескольких фольг (до 10). Такие приборы обладают небольшой массой и малыми габаритами. Градуировка их производится измерителями непрозрачного типа (цилиндр Фарадея).

На рис. IV.15 показана конструкция одного из измерителей вторичной эмиссии. Источником вторичных электронов служит алюминиевая фольга выходного окна, толщиной 100 *мкм*, а коллектором — лист тонкой ($\sim$ 5*мкм*) алюминиевой фольги, закрепленный

между полистироловыми и латунными кольцами. Коллекторная фольга помещена в вакуумной камере, присоединенной непосредственно к ускорительной трубке. Электрический ввод в камеру осуществлен с помощью проходного изолятора. Принципиальная электрическая схема измерения приведена на рис. IV.16. Градуировочный график прибора показан на рис. IV.17 (для энергий электронов от 1,0 до 1,5 *мэв*), а на рис. IV.18 приведена зависимость вторичного тока от напряжения смещения. Из графика видно, что в значительном диапазоне изменения напряжения смещения выходной ток не зависит от него. Величина выходного тока $I_{в.э}$ для описываемого прибора связана с входным током $I_п$ соотношением

$$\frac{I_{в.э}}{I} \approx 8 \cdot 10^{-3}.$$

Другая конструкция монитора вторичной эмиссии представляет собой два набора алюминиевых фольг по 10 штук в каждом, вставляемых друг в друга наподобие воздушного конденсатора. Один

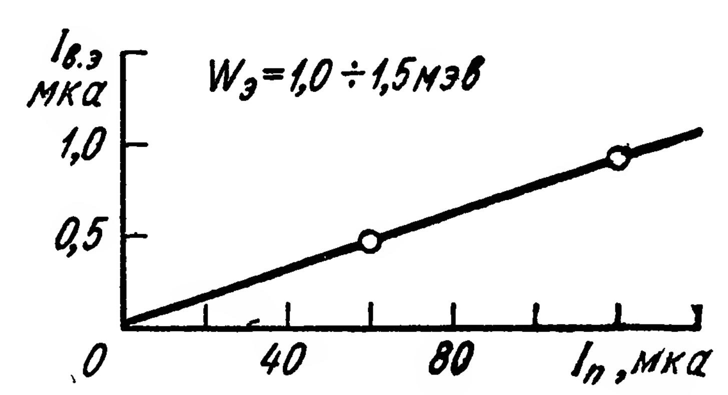


Рис. IV.17. Градуировочный график измерителя вторичной эмиссии.

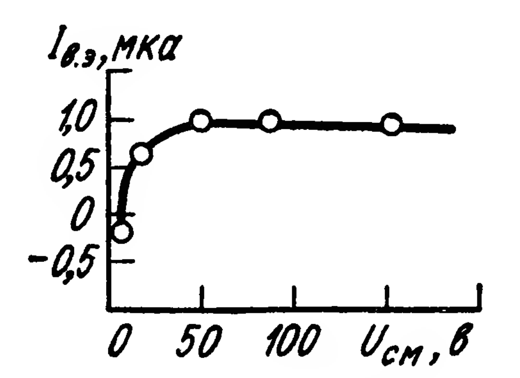


Рис. IV.18. Зависимость тока вторичных электронов от напряжения смещения

набор фольг — эмиттер, другой — коллектор вторичных электронов, образующихся в результате прохождения первичных электронов пучка через фольги. Ток вторичных электронов измеряется специальной измерительной схемой. Пропорциональная зависимость сохраняется до плотности тока 16 *ма/мм*^{2}. Толщина каждой фольги 10 *мкм* (плотность — 2,7 *мг/см*^{3}).

Зазор между двумя соседними фольгами 2 *мм*, габаритные размеры измерителя 88 × 70 × 52 *мм*^{3}. Ось пучка проходит через центры 20 фольг. Монитор вторичной эмиссии калибруют при помощи цилиндра Фарадея. Измерение вторичного тока основано на известном принципе накопления измеряемого заряда в накопительном конденсаторе с последующим измерением величины потенциала на нем методом компенсации точно известным напряжением. Пределы измерения тока пучка электронов линейных ускорителей с энергиями до 2000 *Мэв* — от 10^{-8} до 10^{-10} *а*.

Для больших токов используется монитор другой конструкции, отличающийся от описанного выше в основном количеством эмиттеров и количеством фольг. Этот монитор может быть использован в большом диапазоне изменений геометрии пучка электронов. Кроме

того, из-за малой емкости (междуэлектродной) имеется возможность измерения коротких импульсов тока. Измеритель вторичной эмиссии состоит из цилиндрической латунной камеры диаметром 75 *мм*, в которой находится алюминиевая фольга толщиной 7,5 *мкм*. Концы камеры закрыты алюминиевой фольгой толщиной 150 *мкм*, соединенной с камерой. Центральная (эмиттерная) фольга электрически изолирована от камеры. Вторичные электроны, эмиттированные центральной фольгой, при прохождении пучка с большой энергией через камеру собираются на фольгах окон и на стенах камеры, имеющих общий потенциал. Давление в камере $\sim 10^{-2}$ *мм* ртутного столба. На камере положительный потенциал по отношению к центральной фольге. Камера изолируется от земли. Измерение проводится с помощью RC-цепочки, выбираемой так, чтобы обеспечить интегрирование. Напряжение на сопротивлении пропорционально среднему току пучка. Погрешность измерения средних токов пучка от 10^{-6} до 10^{-9} *а* в диапазоне энергий от 10 до 100 *Мэв* при калибровке с помощью цилиндра Фарадея составляет 5%. Зависимость погрешности от температуры не наблюдается.

Несмотря на преимущества и достоинства измерителей вторичной эмиссии (небольшая масса, малые габариты, простота устройства и др.) такие приборы обладают рядом недостатков. При их использовании необходима тщательная градуировка с помощью других измерителей (например, цилиндра Фарадея). Чувствительность относительно невысока, поэтому при измерениях небольших токов пучка требуется применять довольно сложные электрические схемы.

При измерении больших токов существенно усложняется конструкция датчика из-за необходимости применения специальной схемы охлаждения фольг. В силу отмеченных недостатков эмиссионные датчики целесообразно использовать при небольших изменениях энергии и тока пучка, когда градуировка датчиков остается неизменной.

5. УСТРОЙСТВА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ *n*- И γ-ИЗЛУЧЕНИЯ

Взаимодействие γ-излучения с веществом сводится в основном к фотоэффекту, комптоновскому эффекту и образованию пар; в результате всех этих процессов появляются вторичные электроны, обладающие достаточно большой скоростью и, следовательно, ионизирующей способностью. Во всех случаях на пути γ-луча образуются электроны, и задача сводится лишь к обеспечению достаточной плотности их образования.

Для детектирования нейтронов также используются различные процессы, происходящие при взаимодействии нейтронов с веществом: упругое рассеяние, расщепление с вылетом заряженных частиц, деление ядер.

Ионизационные методы определения различных параметров *n*-, рентгеновского и γ-излучения. Для детектирования различных

ядерных излучений используется очень часто их способность ионизировать газы. Задача измерения, следовательно, сводится к наблюдению ионизационных эффектов. Одним из наиболее часто встречающихся приборов, применяемых для измерения мощности дозы, и интенсивности излучения являются ионизационные камеры. Принцип работы ионизационной камеры поясняется с помощью рис. IV.19.

Заряженная частица, попадая в объем камеры, производит ионизацию газа, заполняющего пространство. Подавая на электроды камеры напряжение, можно фиксировать число созданных частицей ионов и электронов по величине импульса тока, протекающего через измерительный прибор. Из рис. IV.20 видны несколько различных участков, используемых в различных регистрирующих приборах.

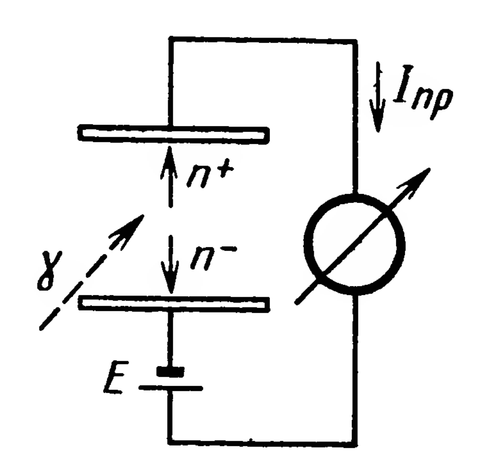


Рис. IV.19. Принцип действия ионизационной камеры

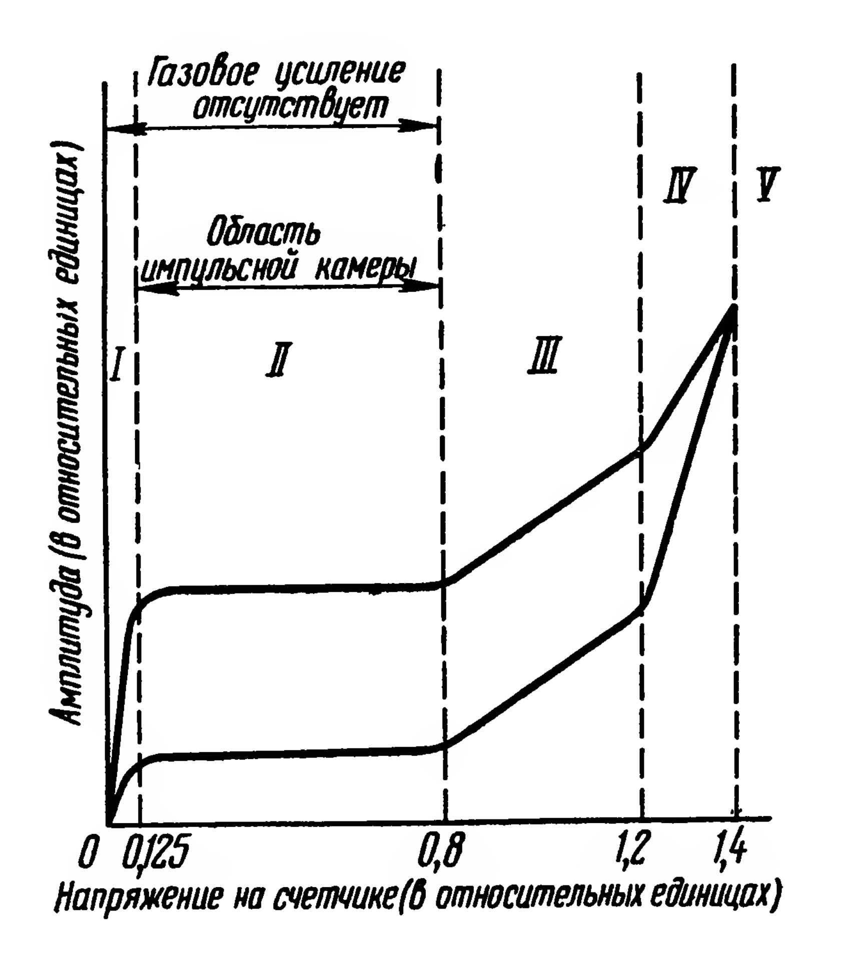


Рис. IV.20. Зависимость амплитуды сигнала от величины напряжения питания

Участок *I*. Поле слабое (небольшая разность потенциалов). Ионы притягиваются недостаточно, так что многие из них успевают рекомбинировать, прежде чем достигнут электродов. Вероятность такой рекомбинации уменьшается по мере увеличения разности потенциалов.

Участок *II*. Начиная с некоторой разности потенциалов ионы уже не рекомбинируют, и ток между электродами соответствует области работы ионизационной камеры. Собранный заряд равен заряду всех пар ионов, образованных в газе ионизирующей частицей.

Участок *III*. При дальнейшем увеличении разности потенциалов первичные электроны, будучи очень легкими частицами, приобретают скорость, достаточную для ионизации соударением нейтральных атомов газа, — происходит вторичная ионизация. Вторичные электроны могут также вызвать ионизацию и т. д. В итоге пара ионов может вызвать лавинный процесс, который все же прерывается при удалении ионизирующего агента. Это полу-

самостоятельная стадия разряда, при котором ток между электродами значительно превышает ток, создаваемый первичными ионами. Вначале на участке *III* число собранных зарядов пропорционально числу первичных ионов. Это так называемая пропорциональная область. Коэффициент усиления здесь экспоненциально растет с напряжением и может достигать значения 10^4 и даже 10^6.

Участок *IV*. При дальнейшем увеличении приложенного напряжения образуется область ограниченной пропорциональности, в которой коэффициент усиления уже не подчиняется экспоненциальному закону. Явление осложняется возникновением пространственных положительных зарядов и ионизацией, создаваемой положительными зарядами; последние приобретают энергию, достаточную для выбивания из катода вторичных электронов, которые сами становятся источниками лавин.

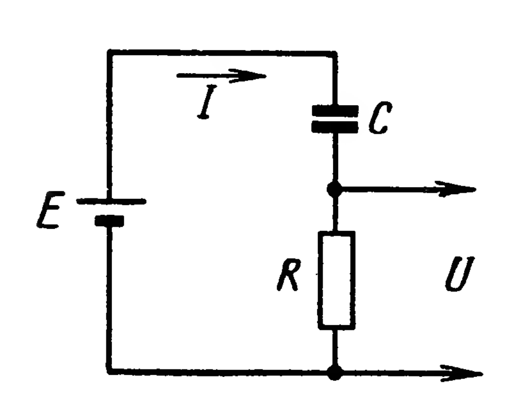


Рис. IV.21. Эквивалентная схема ионизационной камеры

Участок *V*. Начиная с напряжения порядка 1000 *в*, образуется область Гейгера—Мюллера. В этой области лавинный процесс, который локализовался в небольшом объеме вблизи какой-нибудь точки положительного электрода, распространяется на всю его поверхность. Кривые, соответствующие частицам с различной удельной ионизацией, накладываются друг на друга, и число собранных зарядов становится независимым от начальной плотности ионизации. Теперь уже коэффициент усиления не имеет определенного значения и, какова бы ни была природа первичной частицы, измеренный ток имеет одну и ту же величину.

Ионизационная камера обычно работает на *II* участке рассмотренной зависимости в двух режимах: токовая камера и импульсная камера. Токовые и импульсные камеры, не отличаясь по принципу действия, отличаются только конструктивными и электрическими параметрами (емкостью камеры или точнее постоянными времени $\tau = CR$ (рис. IV.21). Токовая камера обычно применяется для измерения интегральных характеристик излучения, тогда как импульсная ионизационная камера позволяет изучить состав излучения (если он неоднороден), энергетический спектр и интенсивность источника. Существуют многочисленные разновидности ионизационных камер, отличающиеся в основном конструктивными особенностями. Наперстковыми камерами называются маленькие стеночные камеры, ионизационный объем которых окружен твердой стенкой. Ионизационный объем играет роль газовой полости, а стенки — окружающей полость твердой среды. Обычно стенка является одним из электродов камеры. Камеры, у которых стенка и газ имеют одинаковый атомный состав, называют гомогенными.

В соответствии с формулой Брэгга-Грея

$$\Delta E_Z = \bar{\rho} q \varepsilon, \qquad \text{(IV.22)}$$

где $\bar{\rho} = \frac{S_Z(E)}{S_в(E)}$ — среднее значение отношения тормозных способностей твердого тела и газа;

q — число пар ионов, образующихся в единицу времени в единице объема полости;

ε — средняя работа ионизации в воздухе;

ΔE_Z — потери на ионизацию.

Наперстковые камеры позволяют по измеренному ионизационному току определять поглощенную дозу в материале стенки и при определенных условиях — экспозиционную дозу в рентгенах. Чувствительность камеры по мощности дозы

$$\frac{i_0}{P_в} = \frac{eV}{a\varepsilon} \cdot \frac{\mu_{keZ} S_{eв}}{\mu_{keв} S_{eZ}}, \qquad (IV.23)$$

где μ_{keZ} и $\mu_{keв}$ — соответствующие коэффициенты передачи энергии, рассчитанные на один электрон;

a — постоянный коэффициент, учитывающий размерность величин;

i_0 — ток насыщения камеры;

V — объем камеры;

$P_в$ — мощность дозы в воздухе.

Камеру можно использовать для измерения мощности дозы только в том случае, если ее чувствительность по мощности дозы можно считать не зависящей от энергии γ-квантов измеряемого излучения. Зависимость чувствительности от энергии γ-квантов называют ходом с жесткостью.

Камеры, предназначенные для абсолютного определения дозы в рентгенах непосредственным измерением величин, определяющих единицы рентген, называются нормальными. Нормальные камеры могут быть цилиндрической и плоской формы.

Зависимость между измеряемым током насыщения в нормальной камере и мощностью дозы в точке определяется формулой

$$i_0 = 3{,}33 \cdot 10^{-10} V P_в, \qquad (IV.24)$$

где i_0 — ток в *а*;

V — объем в *см*^{3};

$P_в$ — мощность дозы на оси камеры в рентген/сек.

Общепринятой классификации нейтронов по энергиям не существует. Удобно различать следующие группы нейтронов в зависимости от их энергий: тепловые нейтроны ($E \approx 0{,}025$ *эв*), медленные нейтроны ($0 < E < 1$ *кэв*), нейтроны промежуточных энергий (1 *кэв* $\leqslant E \leqslant 0{,}5$ *Мэв*), быстрые нейтроны ($0{,}5$ *Мэв* $\leqslant E \leqslant 10$ *Мэв*), очень быстрые нейтроны (10 *Мэв* $\leqslant E \leqslant 50$ *Мэв*), сверхбыстрые нейтроны с энергией до 100 *Мэв*. Основной практический интерес представляют нейтроны с энергией до 10 *Мэв*.

Ионизационные камеры как импульсные, так и токовые широко используются в качестве детекторов нейтронов. Нейтроны, не обла-

дая электрическим зарядом, не могут непосредственно ионизировать газ в рабочем объеме камеры. Поэтому процесс регистрации нейтронов складывается из двух последовательных стадий: сначала нейтрон должен образовать в детекторе заряженную частицу, способную вызвать заметный ионизационный эффект, и лишь затем этот эффект преобразуется детектором в электрический ток. В связи с этим способы регистрации нейтронов, обладающих различными кинетическими энергиями и вызывающих разные эффекты в рабочем веществе детектора, как правило, существенно различны, и, хотя ионизационные камеры, предназначенные для детектирования нейтронов, работают, в конечном счете, в соответствии с изложенными выше принципами, они должны обладать некоторыми специфическими особенностями. Необходимо ввести величину, учитывающую эффективность регистрации нейтрона η, причем под последней понимают вероятность того, что нейтрон, попавший в детектор, будет зарегистрирован.

Вторая существенная особенность детекторов, предназначенных для регистрации нейтронов, связана с тем, что сила тока или величина импульса характеризует свойства не самих нейтронов, а лишь количество образованных этими нейтронами вторичных заряженных частиц. Хотя эти свойства могут быть связаны со свойствами регистрируемых нейтронов, исследование нейтронных излучений чрезвычайно осложняется.

Для регистрации быстрых нейтронов с энергией в диапазоне от сотен *кэв* до 10 *Мэв* используют обычно явление упругого рассеяния на ядрах. В этом случае

$$\eta = \frac{n}{n_0}; \quad n = n_0 N \sigma_{рас} (F_н), \qquad (IV.25)$$

где n — число зарегистрированных нейтронов;
n_0 — число нейтронов, падающих на детектор;
N — число ядер в единице объема;
$F_н$ — энергия нейтрона;
$\sigma_{рас}$ — сечение упругого рассеяния нейтронов на ядрах материала детектора.

Максимум кинетической энергии ядер отдачи соответствует протонам.

Для регистрации нейтронов в присутствии γ-излучения используется так называемая компенсированная камера. Она состоит как бы из двух, включенных навстречу друг другу камер. Одна из них измеряет поток нейтронов и γ-излучения, а другая — только поток γ-излучения. В результате такая камера измеряет разность $(n + \gamma) - (\gamma)$, т. е. только поток нейтронов.

На рис. IV.22 показаны различные конструкции применяемых ионизационных камер.

В зависимости от назначения пропорциональные счетчики подразделяют на две категории:

а) для точного определения энергии частиц по вызываемому ими импульсу;

б) для детектирования определенных частиц в присутствии другого излучения.

В аппаратуре для измерения различного рода излучений пропорциональные счетчики обычно применяются для спектрометрии мягкого γ-излучения, а также для регистрации медленных нейтронов.

В зависимости от состава и давления газа, а также конструкции счетчика максимальная энергия регистрируемых γ-квантов расположена в районе от 10 до 100 *кэв*.

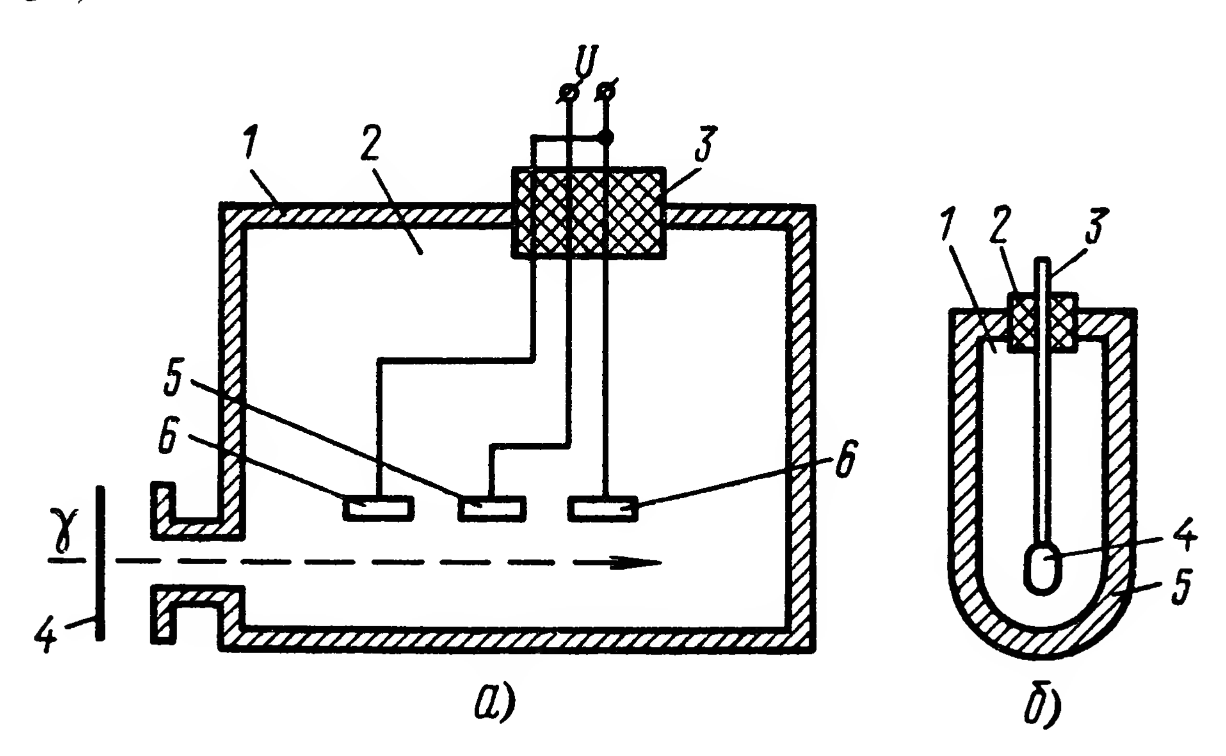


Рис. IV.22. Разновидности ионизационных камер (по конструктивному выполнению):

а — разрез нормальной цилиндрической камеры: *1* — стенка камеры; *2* — полость, заполненная газом; *3* — изолятор; *4* — экран; *5* — основной электрод; *6* — защитные электроды; *б* — разрез типовой наперстковой ионизационной камеры: *1* — полость, заполненная газом; *2* — изолятор; *3* — вывод к электрометру; *4* — собирающий электрод; *5* — стенка камеры

Счетчики Гейгера—Мюллера работают на участке *V* кривой (рис. IV.20). Основное отличие счетчиков Гейгера—Мюллера от ионизационных камер и пропорциональных счетчиков — независимость величины импульса тока от начального числа носителей заряда, образованных ионизирующей частицей в чувствительном объеме счетчика. Поэтому счетчики Гейгера—Мюллера определяют лишь плотность потока излучения, не давая информации о его интенсивности и энергии отдельных частиц. Величина импульса зависит от параметров счетчика и приложенного напряжения. В настоящее время в аппаратуре для измерения ионизирующих излучений применяют лишь самогасящиеся счетчики Гейгера—Мюллера.

Эффективность счетчика определяется отношением выдаваемых им импульсов в единицу времени к числу ионизирующих частиц или фотонов, проходящих через счетчик. Для регистрации γ-излучения обычно используют цилиндрические стеклянные и металли-

ческие счетчики. При удачном выборе состава газа и давления можно получить эффективность 10% для широкой области рентгеновского спектра, а для отдельных участков его до 50%.

Сцинтилляционные методы детектирования рентгеновского и γ-излучения. Принципиальная схема сцинтилляционного дозиметра ионизации показана на рис. IV.23.

Излучение, взаимодействуя с веществом сцинтиллятора, образует в нем электроны, которые, поглощаясь в сцинтилляторе, создают вспышки света. Свет через светопровод *2* направляется на фотокатод *3*. Из фотокатода выбиваются фотоэлектроны, и усиленный электрический ток попадает на анод *5*. Каждому электрону, поглощенному в сцинтилляторе, соответствует импульс тока в анодной цепи ФЭУ, следовательно, измерению может подлежать как средняя величина тока, так и число импульсов в единицу времени.

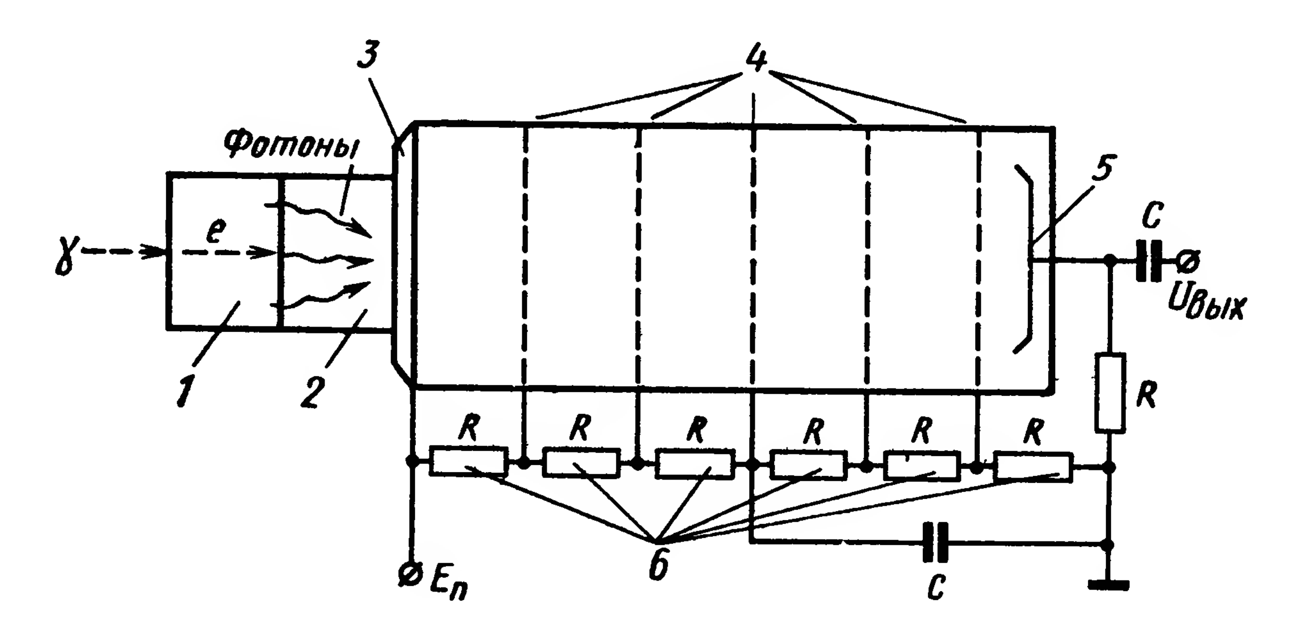


Рис. IV.23. Принципиальная схема сцинтилляционного дозиметра ионизации:

1 — сцинтиллятор; *2* — светопровод; *3* — фотокатод; *4* — диноды; *5* — анод ФЭУ; *6* — делитель напряжения

В соответствии с этим различают токовый и счетчиковый режимы сцинтилляционного дозиметра. Как и в ионизационном дозиметре, ток в сцинтилляционном дозиметре определяет поглощенную энергию излучения, а скорость счета—плотность потока γ-квантов.

Полупроводниковые электронно-дырочные детекторы. При взаимодействии частиц с веществом полупроводникового детектора вдоль трека частицы образуются пары электрон—дырка. На границе двух материалов с разными типами проводимости благодаря диффузии носителей заряда из одной области в другую образуются два слоя противоположных по знаку зарядов, величина которых определяется концентрацией носителей.

Основными характеристиками полупроводниковых детекторов являются: ширина обедненной области, от величины которой зависит чувствительный объем и время собирания носителей; емкость обедненной области и удельное сопротивление материала *n — p*-перехода, влияющие на величину импульса, а также временные характеристики детектора и ток утечки, определяющий уровень помех.

В заключение приведем табл. IV.3, в которой сравниваются различные виды детекторов по объему получаемой от них информации.

Таблица IV.3

Сравнение детекторов по объему получаемой информации

Тип детектора	Вид излучения					Энергетическое распределение					Временное распределение
	α	β	γ	X^0	n	α	β	γ	X^0	n	
Импульсная ионизационная камера	+	+	—	—	+	+	+	—	—	+	+
Токовая ионизационная камера	+	+	+	+	+	—	—	—	—	—	—
Коронные счетчики	+	—	+	—	+	—	—	—	—	—	+
Пропорциональные счетчики	+	—	+	+	+	—	—	—	+	+	+
Счетчики Гейгера — Мюллера	+	+	+	+	—	—	—	—	—	—	+
Сцинтилляционные счетчики:											
газовые	+	—	—	—	+	+	—	—	—	+	+
жидкостные	—	+	+	—	+	—	—	—	—	—	+
пластмассовые	+	+	+	+	+	—	—	—	—	—	+
монокристаллы	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
Полупроводниковые детекторы:											
$p-n$	+	—	—	—	+	+	+	—	—	+	+
$p-i-n$	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
Проводящего типа	—	—	+	+	—	—	—	—	—	—	—

Примечание: Знаком + обозначены регистрируемые детектором виды излучений, энергетического и временного распределений.

6. УСТРОЙСТВА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

Индукционные измерители магнитного поля. Индукционный метод измерения магнитных полей одинаково применим для измерения как постоянных, так и меняющихся во времени полей. Он основан на изменении потокосцепления системы проводников, в результате чего индуцируется э. д. с.

$$E = \frac{d\psi}{dt}.$$

В случае постоянных полей изменение потокосцепления достигается вращением рамки специальной геометрической формы в магнитном поле.

В зависимости от режима, в котором работает рамка, будут меняться ее чувствительность и динамические характеристики.

В апериодическом режиме, т. е. когда емкостной нагрузкой, включающей в себя паразитные и межвитковые емкости, можно пренебречь, эквивалентная схема рамки имеет вид, показанный на рис. IV.24.

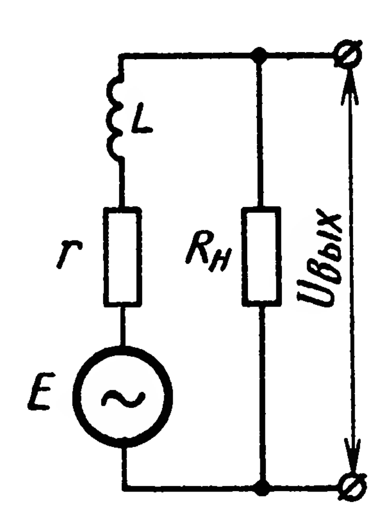


Рис. IV.24. Эквивалентная схема рамки в апериодическом режиме

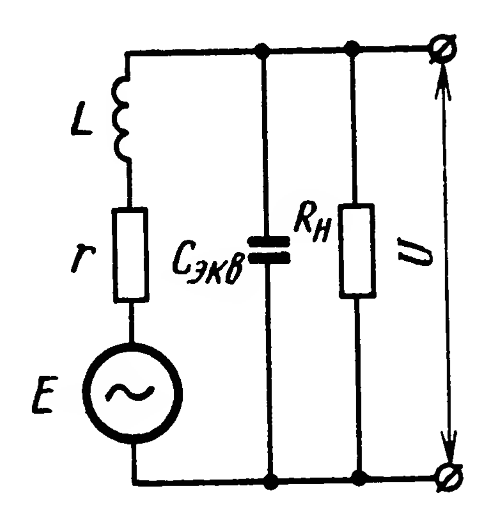


Рис. IV.25. Эквивалентная схема рамки с емкостной нагрузкой

Напряжение на выходе преобразователя можно представить в виде

$$U(s) = \frac{E(s) R_н}{sL + R_н + r}. \qquad (IV.26)$$

Учитывая, что

$$E(s) = \mu\mu_0 w S s H(s),$$

где w — число витков рамки, получим

$$U(s) = \mu\mu_0 w S R_н (R_н + r) \frac{sH(s)}{\left(s \frac{L}{R_н + r} + 1\right)}. \qquad (IV.27)$$

Тогда можно записать передаточную функцию рамки, работающей на чисто активную нагрузку:

$$W(s) = \frac{U(s)}{H(s)} = \frac{ks}{\tau_L + 1}, \qquad (IV.28)$$

где

$$k = \mu\mu_0 w S R_н (R_н + r); \quad \tau_L = \frac{L}{R_н + r}.$$

Для случая, когда емкостной нагрузкой пренебречь нельзя, эквивалентная схема рамки имеет вид, показанный на рис. IV.25, где $C_{экв}$ представляет собой сумму междувитковой, монтажной и нагрузочной емкостей. В этом случае можно записать

$$U_{вых}(s) = \frac{\mu\mu_0 w S H(s)}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \left(\frac{r}{R} Q + \frac{1}{Q}\right)\frac{s}{\omega_0} + \frac{r}{R} + 1}, \qquad (IV.29)$$

где

$$\frac{1}{\omega_0} = (LC)^{1/2}; \quad Q = \frac{\omega_0 L}{r} = \frac{1}{\omega_0 C r}.$$

Тогда передаточную функцию такой рамки можно записать в виде

$$W(s)=\frac{k}{\frac{s^2}{\omega_0^2}+\left(\frac{r}{R}Q+\frac{1}{Q}\right)\frac{s}{\omega_0}+\frac{r}{R}+1}, \qquad \text{(IV.30)}$$

где $k=\mu\mu_0 wS$.

В зависимости от значения корней характеристического уравнения рамка может представлять собой либо два апериодических звена, либо колебательное звено.

Рамка, настроенная в резонанс с рабочей частотой (в случае измерения постоянных полей — частотой вращения), называется резонансной. Основными достоинствами индукционного метода измерения магнитных полей является простота, линейность зависимости выходного напряжения преобразователя от напряженности поля во всем диапазоне измерения. Для исключения влияния скорости вращения рамки на результаты измерения применяют измерители с двумя катушками. Обе катушки вращаются на одной оси, но одна из них помещена в измеряемое поле, а другая — в эталонное. Если сравнить между собой сигналы с обеих катушек, результат измерения не будет зависеть от скорости вращения. Достигаемая при этом точность измерения 0,1—0,05%. При измерении слабых полей важную роль играют коллекторные шумы преобразователя. Для уменьшения этих шумов применяют специальные материалы как для коллектора, так и для щеток. Диапазон применения индукционных преобразователей чрезвычайно широк. Известны преобразователи, измеряющие поля с величиной индукции от сотых долей до миллионов гаусс.

Измерители, основанные на изменении магнитной проницаемости. Магнитная проницаемость ферромагнитных материалов зависит от напряженности магнитного поля. Этот эффект можно использовать для построения датчиков магнитного поля. Простейшим устройством, использующим эту зависимость, является катушка индуктивности с ферромагнитным сердечником. Индуктивность катушки зависит от магнитной проницаемости μ и может быть измерена любым известным способом. Однако сердечники с большой магнитной проницаемостью в большей степени искажают измеряемое поле и отсюда возможны значительные ошибки измерения. Уменьшить ошибку измерения до 15—20% позволяет применение альсиферов и ферритов с невысокой магнитной проницаемостью.

Из всех магнитных преобразователей, использующих зависимость $\mu=f(H)$, в настоящее время наиболее распространены феррозонды. Существуют различные типы феррозондов: мостиковые, магнитно-насыщенные, с выходом на основной частоте и работающие по принципу удвоения частоты, с использованием четных гармоник.

Преобразователи с выходом на основной частоте по принципу работы аналогичны магнитным усилителям с самонасыщением и используются для высокочувствительных измерителей.

Наиболее широко применяются феррозонды с выходом на удвоенной частоте. Подавляющее большинство таких преобразователей используется для измерения постоянных полей. Однако известны случаи применения феррозондов с выходом на второй гармонике для измерения и переменных во времени магнитных полей. Конструктивно феррозонды представляют собой один или два сердечника из магнитомягкого материала с высокой магнитной проницаемостью с нанесенными на них обмотками: возбуждающей и измерительной. Наиболее часто для измерения используют вторую гармонику, но существует возможность для увеличения сигнала использовать все четные гармоники. Существенным вопросом в этом случае является компенсация сигнала основной частоты. Для компенсации применяют преобразователи с двумя сердечниками. Схема соединений обмоток такого преобразователя показана на рис. IV.26.

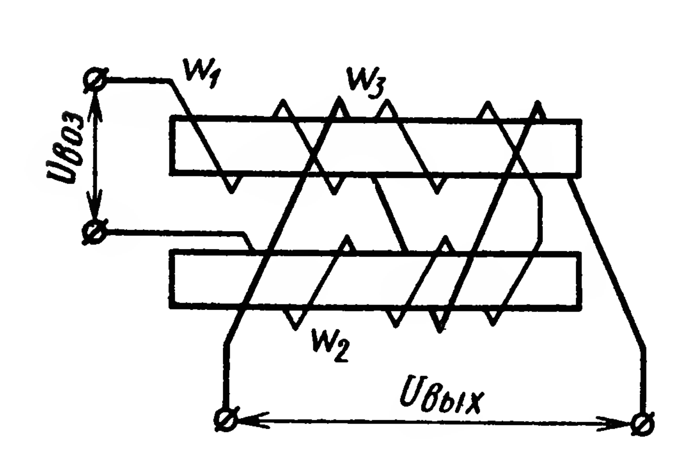


Рис. IV.26. Схема преобразователя с двумя сердечниками

При отсутствии внешнего поля потоки, создаваемые обмотками w_1 и w_2, вычитаются для обмотки w_3, так как w_1 и w_2 включены встречно. В результате э. д. с. в w_3 при внешнем поле $H_0 = 0$ будет отсутствовать. Однако из-за неидентичности обмоток и сердечников остается некоторая нескомпенсированная величина первой гармоники, ликвидировать которую очень трудно. Хорошо скомпенсированными считаются преобразователи, у которых величина сигнала 1-й гармоники составляет 1—0,5% от величины, получающейся при согласном включении обмоток. Использование только второй гармоники целесообразно для ограничения шумов и помех в узком частотном интервале, что позволяет получить высокую чувствительность преобразователя. Такого рода преобразователями можно измерять поля от 10^{-3} до 1000 *а/м*.

Устройства для измерения магнитных полей, основанные на эффектах Холла, магнитосопротивления и ядерного резонанса. Измерение напряженности магнитного поля может быть выполнено с помощью целого ряда преобразователей и в частности, основанных на эффекте Холла. Эффект Холла связан с появлением э. д. с. на противоположных концах помещенного в измеряемое магнитное поле элемента Холла, по которому пропускается ток.

Эта э. д. с. определяется выражением

$$e = kiH, \qquad (IV.31)$$

где i — ток, проходящий через элемент Холла;
H — напряженность измеряемого магнитного поля;
k — постоянная.

Измерение напряженности магнитных полей с помощью преобразователей, в которых использован эффект изменения магнитосопротивления, основано на том, что в магнитном поле траектория движения зарядов внутри проводника искривляется и они при том же электрическом поле проходят вдоль проводника меньший путь. Если бы носители тока двигались внутри проводника с постоянной и одинаковой скоростью, то в первый момент после включения поля их траектория искривилась бы, но возникшее вследствие образовавшегося из-за эффекта Холла градиента концентрации электрическое поле «спрямило» бы их траектории и никакого эффекта магнитосопротивления не возникло.

Но реально существует некоторое распределение скоростей носителей. Вследствие этого электрического эффекта Холла в одном случае будет не достаточно для «спрямления» траекторий носителей, а в другом — будет происходить отклонение их в противоположную сторону.

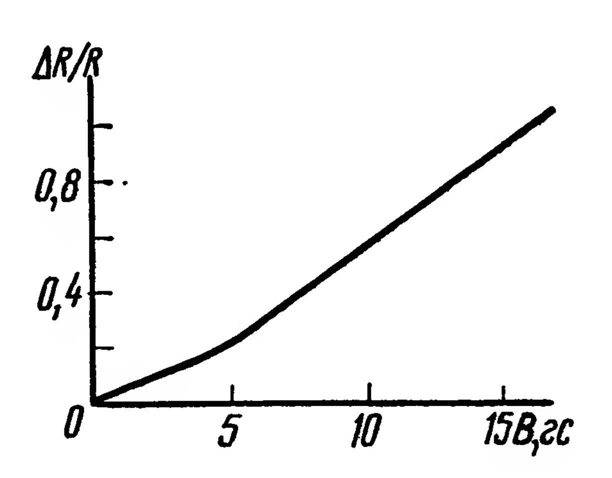


Рис. IV.27. Характеристика преобразователя с висмутовой спиралью

Из приведенных рассуждений следует, что эффект Холла уменьшает магнитное сопротивление. Существует несколько путей для устранения эффекта Холла в датчиках магнитосопротивления. Например, можно применить материал, в котором присутствуют носители двух знаков. В этом случае эффект Холла отсутствует, так как заряды компенсируют друг друга (при одинаковой подвижности и концентрации). Устранить или уменьшить поле Холла можно и конструктивно. Для этого берется проводник такой формы, у которого «нет краев» — диск Карно. Один электрод у диска Карно расположен в центре, второй — на окружности. Одним из первых преобразователей, применяемых для измерения магнитного поля, была висмутовая спираль. Типичная характеристика преобразователя с висмутовой спиралью показана на рис. IV.27. В диапазоне больших полей характеристика близка к линейной. Обычно висмутовая проволока наматывается в виде плоской бифилярной спирали для устранения э. д. с. индукции в датчике при его перемещении или в переменных магнитных полях. Значительная температурная зависимость эффекта магнитосопротивления висмута ограничивает точность метода в пределах 1—2% в линейной части характеристики.

Метод ядерного магнитного резонанса (ЯМР) возможен благодаря наличию у ядра собственного магнитного момента. Под действием магнитного поля ядерный магнитный момент может ориентироваться определенным образом. Каждая ориентация магнитного момента ядра связана с определенным энергетическим уровнем. Производя переориентацию ядерного магнитного момента, можно наблюдать энергетические переходы между уровнями, связанными с этими ориентациями, которые квантованы так же, как и угловой

момент ядра, и могут принимать $2n + 1$ значений, где n — спиновое квантовое число, которое может иметь любое значение, кратное $^1/_2$. При переходах будут поглощаться или излучаться кванты электромагнитной энергии определенной величины. Известно, что излучение и поглощение происходит на ларморовой частоте

$$f_0 = \frac{\gamma B_0}{2\pi}, \qquad \text{(IV.32)}$$

где f_0 — частота в *гц*;

γ — гиромагнитное отношение *радиан/тл·сек*;

B — индукция магнитного поля в *тл*.

Последнее выражение справедливо для ядер с спиновым квантовым числом, равным $^1/_2$. Таким спином обладают, в частности, протоны, ядра лития и т. д. Существенно, что резонансная частота поглощения или излучения не зависит от угла между вектором магнитного момента и направлением поля. Ядерное гиромагнитное отношение определено в настоящее время с высокой степенью точности. Например, для наиболее часто употребляемых для этих целей протонов $\gamma = 2{,}67523 \cdot 10^{-8}$ *радиан/тл. сек*. Это обстоятельство позволяет проводить высокоточные абсолютные измерения индукции магнитного поля методом ЯМР. Для измерения магнитных полей методом ЯМР необходимо иметь генератор высокой частоты, частотомер и индикатор уровня. Установить момент совпадения частоты генератора с собственной частотой ЯМР можно либо по резонансному поглощению образцом ВЧ мощности от генератора (метод ядерной абсорбции), либо по излучению на этой частоте (метод ядерной индукции).

Образцом может служить обычная водопроводная вода, запаянная в стеклянную ампулу объемом приблизительно 1 *см*³. Иногда для уменьшения времени релаксации в воде растворяют парамагнитные соли. В этих случаях наблюдают протонный ЯМР. Подставляя в выражение (IV.32) численное значение гиромагнитного отношения для протонов, получим

$$B = 2{,}34865 \cdot 10^{-8} f, \qquad \text{(IV.33)}$$

где B — индукция в *тл*;

f — частота в *гц*.

На ампуле с образцом размещается катушка высокочастотного возбуждения и измерительная катушка. Для автоматического измерения и стабилизации магнитной индукции магнитное поле в районе образца модулируют с низкой частотой при помощи катушек Гельмгольца. Одна из возможных схем измерения и стабилизации магнитных полей таким способом приведена на рис. IV.28.

Устройство работает следующим образом. При совпадении величины индукции поля со значением, удовлетворяющим выражению (IV.33), наблюдается резонансное поглощение ВЧ мощности от генератора *4*, в результате чего амплитуда колебаний генератора резко падает и на выходе детектора возникает сигнал удвоенной

частоты НЧ генератора. Сигнал усиливается резонансным усилителем НЧ, выделяющим в нем 1-ю гармонику, фаза которой несет информацию от отклонения индукции B от стабилизируемого значения B_0. Далее сигнал подвергается фазовому детектированию на фазовом детекторе *9*, величина и знак напряжения на выходе которого пропорциональны величине и знаку отклонения B от B_0. Напряжение ошибки через согласующий усилитель *10* управляет блоком питания электромагнита. Работа стабилизатора иллюстрируется временно́й диаграммой на рис. IV.29.

Задание B_0 осуществляется перестройкой частоты ВЧ генератора *4*, контролируемой волномером *6*.

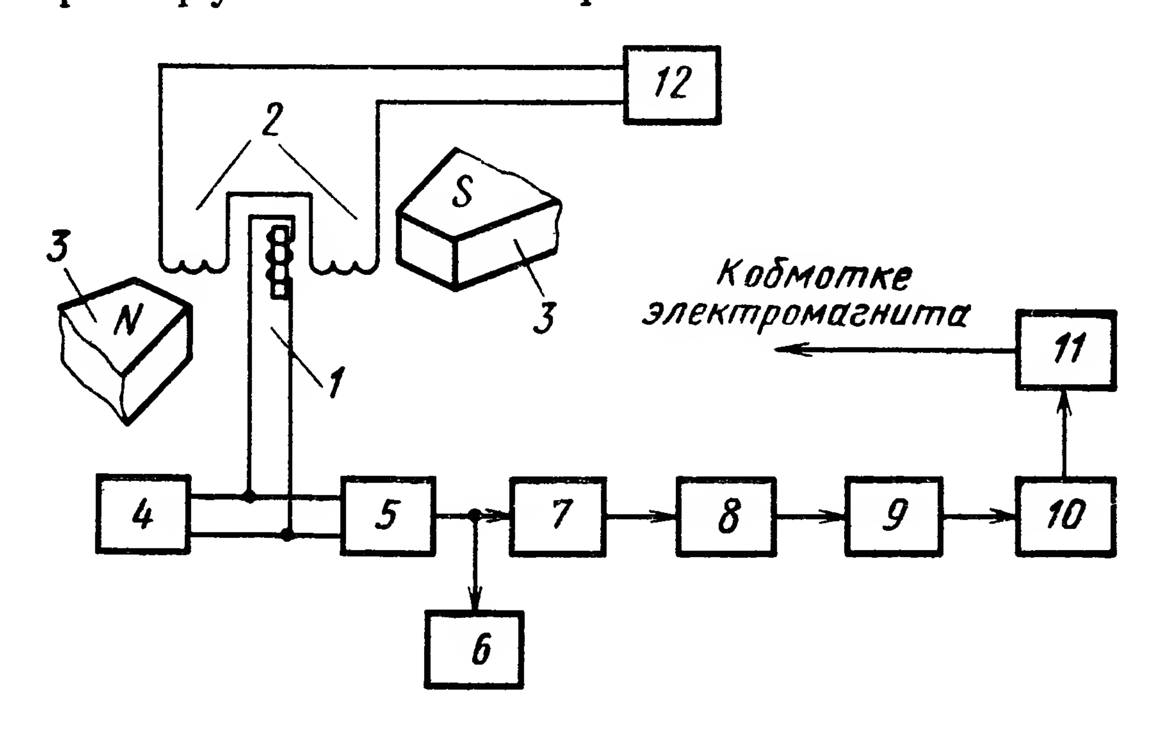


Рис. IV.28. Блок-схема стабилизатора магнитной индукции:

1 — образец; *2* — катушка Гельмгольца; *3* — полюса электромагнита; *4* — генератор ВЧ; *5* — усилитель ВЧ; *6* — волномер; *7* — детектор; *8* — резонансный усилитель НЧ; *9* — фазовый детектор; *10* — усилитель согласования; *11* — блок питания электромагнита; *12* — генератор НЧ

Точность измерения магнитной индукции зависит от ширины резонансной кривой. Собственная ширина резонанса протона очень невелика. К стабильности генератора высокой частоты в данном случае необходимо предъявлять высокие требования. Однако существующие в настоящее время кварцевые генераторы могут обеспечить стабильность не хуже 10^{-5}.

Высокие требования к однородности измеряемого магнитного поля ограничивают применение метода ЯМР. Однако существуют методы, в которых требования к однородности поля могут быть снижены за счет использования меньших объемов рабочего тела. При этом же соотношении сигнал/шум обьем рабочего тела при протонном ЯМР составляет 0,03—0,06 *см*³. Для высокоточных измерений неоднородных полей применяется метод ферромагнитного резонанса (ФМР). В отличие от ядерного магнитного резонанса, в связи с тем, что в феррите имеется сильное спиновое обменное взаимодействие, кривая резонанса ферритов остается достаточно узкой даже в очень неоднородных полях. Взаимодействие с полем на один атом в ФМР на несколько порядков больше, чем

в ЯМР. Однако при этом возрастает и частота ФМР и при использовании этого метода необходимо иметь дело с генераторами СВЧ диапазона. При ФМР можно использовать образцы объемом до 1 $мм^3$ и менее при удовлетворительном соотношении сигнал/шум. В случае ФМР большое значение имеет форма образца и направление намагничивания. Для образца феррита шаровой формы зависимости частоты ФМР от напряженности поля будут выглядеть следующим образом:

$$H_0 = 0{,}284 \cdot 10^{-4} f_0, \qquad \text{(IV.34)}$$

где H_0 — напряженность поля в *а/м*;
f_0 — частота в *гц*.

Для образцов другой формы коэффициент связи между H_0 и f_0 зависит от направления намагничивания. Простейший магнитометр, использующий ФМР, показан на рис. IV.30. Здесь генератор *2* СВЧ диапазона питает через согласующий вентиль *3* короткозамкнутую секцию *4*, в которой помещен образец — ферритовый термистор *5*. Секция *4* вместе с образцом помещена в измеряемое магнитное поле. В момент резонанса СВЧ мощность, поглощаемая образцом, резко увеличивается, температура его повышается, а сопротивление падает. Момент резонанса фиксируется по максимуму тока в индикаторной цепи. Из-за высокого сопротивления ферритовых термисторов ($\rho \approx 10^{12}$ *ом·см*) этот метод несколько неудобен. Иногда к ферритовому образцу приклеивают терморезистор или термопару. Но в этом случае резко возрастает инерционность прибора и тепловая постоянная времени может достигать 0,5—2 *сек*. Существуют более современные методы определения момента резонанса, использующие безынерционные СВЧ явления. Например, ферритовый образец в момент резонанса поглощает проходящую СВЧ мощность или переизлучает СВЧ мощность из

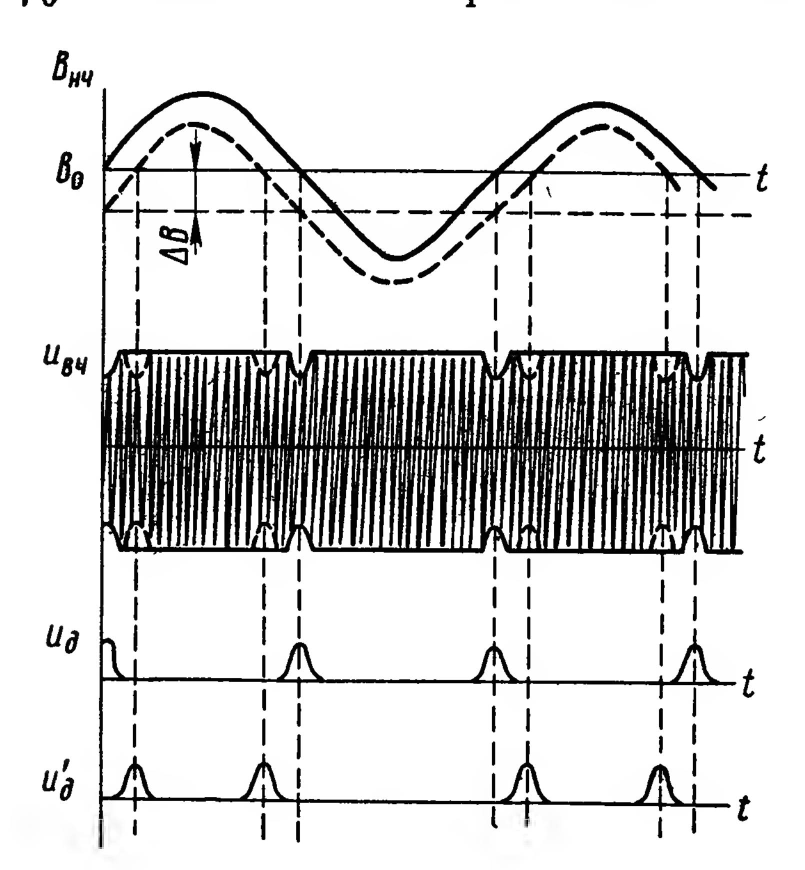


Рис. IV.29. Временная диаграмма работы стабилизатора:

$U_д$ — напряжение на выходе детектора при $B = B_0$; $U'_д$ — при $B < B_0$

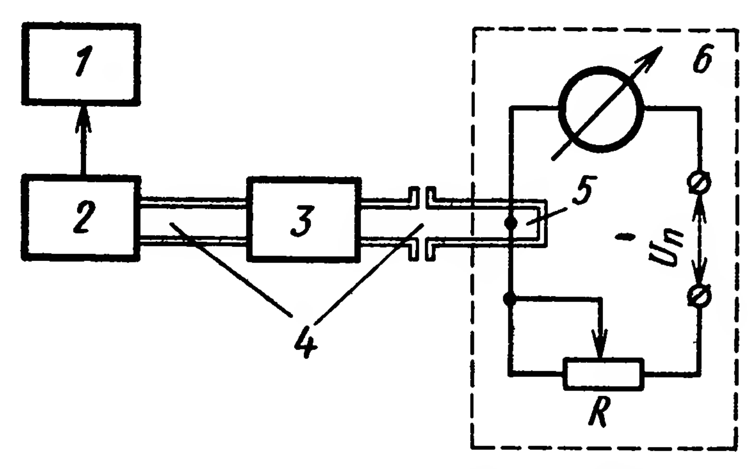


Рис. IV.30. Блок-схема простейшего ФМР магнитометров:

1 — волномер; *2* — генератор СВЧ; *3* — вентиль; *4* — короткозамкнутая волноводная секция; *5* — ферритовый термистор; *6* — индикаторная цепь

одного волновода в другой. Принципиальные схемы таких устройств показаны на рис. IV.31.

По аналогии с ЯМР, модулируя поле в районе образца с низкой частотой при помощи катушек Гельмгольца, можно, применив ту же блок-схему (рис. IV.28), осуществить стабилизацию и измерение магнитного поля. Точность измерения с помощью ФМР несколько

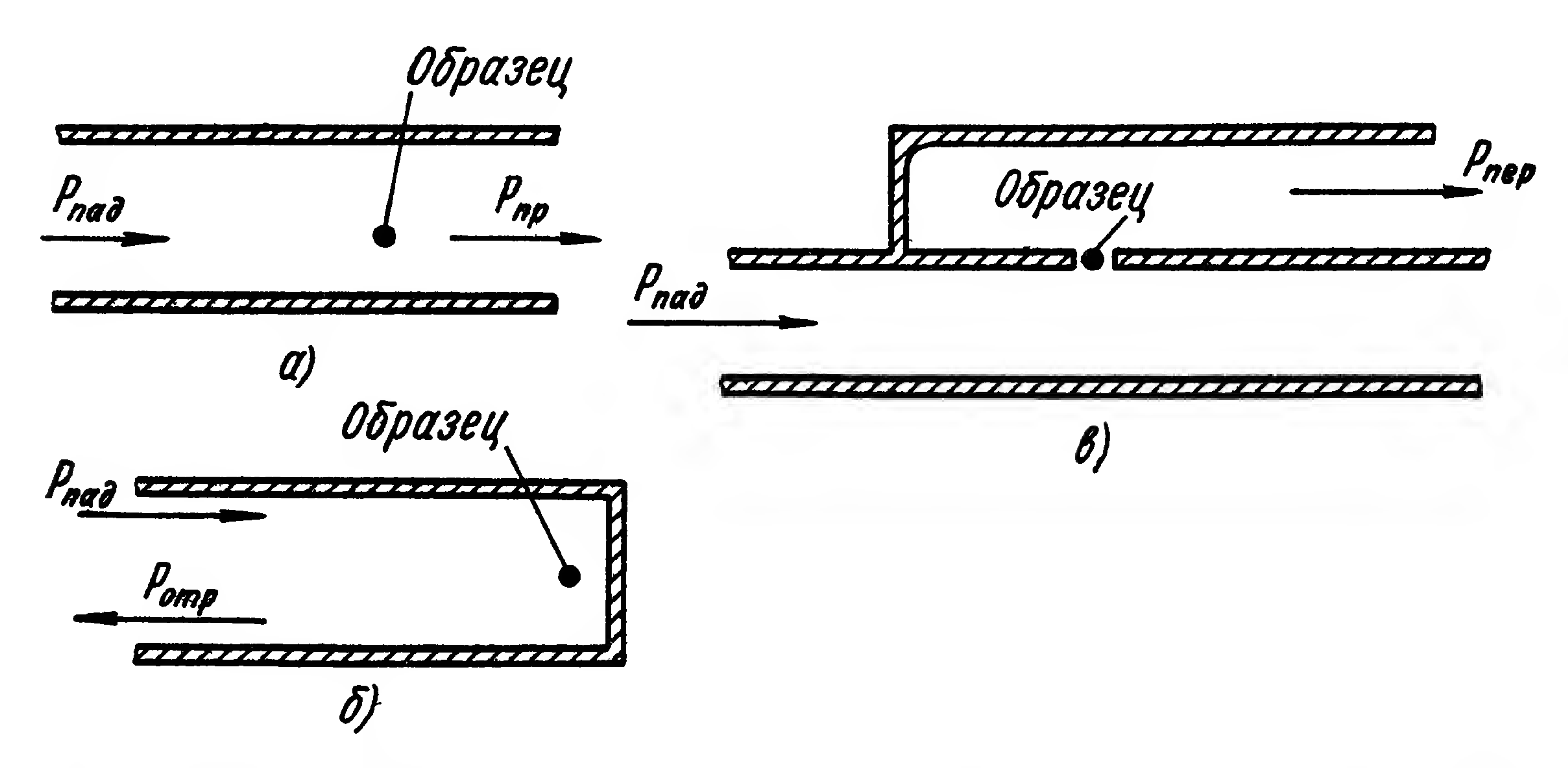


Рис. IV.31. Принципиальные схемы измерительных головок ФМР магнитометра:

а — в момент резонанса возникает поглощение СВЧ мощности и $P_{пр}$ резко падает; *б* — в момент резонанса возникает поглощение СВЧ мощности и $P_{отр}$ резко падает

уступает ЯМР. Абсолютные измерения методом ФМР можно производить с точностью до 10^{-4}. Однако метод ФМР применим для измерения полей с сильной неоднородностью, т. е. в тех случаях, когда ЯМР не применим вовсе.

Этот метод позволяет снимать топографию полей и измерять их градиенты.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Аллен В. Д.** Регистрация нейтронов. Пер. с англ. О. В. Богданкевича. Под ред. Б. В. Рыбакова. М., Атомиздат, 1962, 196 с.
2. **Арменский Е. В., Рыбин В. М.** Измерение тока импульсного пучка заряженных частиц, «Измерительная техника», 1966, № 2 с. 13—17.
3. **Афанасьев Н. Г., Демьянов А. В.** Интегратор тока пучка электронов. ПТЭ, № 2, 1962, с. 20.
4. **Богданов Г. Б.** Основы теории и применения ферритов в технике измерения и контроля, «Советское радио», М., 1967, 339 с.
5. **Богомолов В. Н.** Устройства с датчиками Холла и датчиками магнитосопротивления. М., Госэнергоиздат. 1961.
6. **Бровченко В. Г., Воротников П. Е., Молчанов Ю. Д.** Электронные устройства на электростатических ускорителях. М., Атомиздат, 1968, 336 с.
7. **Гришаев И. А. и др.** Измерение положения и тока пролетающего импульсного пучка заряженных частиц, «Приборы и техника эксперимента», № 4, 1960.
8. **Иванов В. И.** Дозиметрия ионизирующих излучений. М., Атомиздат, 1964, 263 с.

9. **Калашников В. И., Козодаев М. С.** Детекторы элементарных частиц, М., «Наука», 1966, 408 с.
10. **Матвеев В. В., Хазанов Б. И.** Приборы для измерения ионизирующих излучений. М., Атомиздат, 1967, 707 с.
11. **Мизюк Л. Я.** Входные преобразователи для измерения напряженности низкочастотных магнитных полей, Киев, «Наукова думка», 1964, 168 с.
12. **Радиационная** дозиметрия. Под ред. Дж. Хайна и Г. Браунелла. Пер. с англ. под ред. Н. Г. Гусева, М., Изд-во иностр. лит., 1958, 758 с.
13. **Э. Эндрю.** Пер. с англ. под ред. В. Н. Лазукина, Ядерный магнитный резонанс. М., Изд-во иностр. лит., 1957, 299 с.
14. **Brown K. L., Tautfest G. W.** «Rev. Scient. Instrum.», 1956, v. 27, N 9, p. 696.
15. **Tautfest G. W., Fechterf H. R.** «Nonsaturable High — Energy Beam. Monitor», RSI, v. 26, N 2, 1955, p. 229.
16. **Walz D. R., Iurow I., Garwin E. L.** «IEEE Transactions on Nuclear Science», 1965, v. 12, N 3, p. 867.

ГЛАВА V

УСТРОЙСТВА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ДАВЛЕНИЯ

Измерители давлений представляют собой большую группу автоматических устройств прямого и непрямого действия. В целях повышения точности и быстродействия некоторые измерители давления выполняются в виде замкнутых систем с обратными связями. В качестве элементов, формирующих выходной сигнал, наиболее часто используются электрические преобразующие элементы (см. раздел II настоящей книги).

Классификация устройств, предназначенных для измерения давления, может быть выполнена по физическому процессу, положенному в основу работы первичных преобразователей, по принципу действия устройств, по температурной стабильности и т. д. В этой главе применена классификация по физическому процессу, положенному в основу преобразования колебаний давления в колебания электрического сигнала. При этой классификации устройства, предназначенные для измерения давления, можно разделить на две группы. К первой группе относятся устройства, воспринимающими деталями которых служат различные механические упругие элементы. Деформация последних затем преобразуется в измерительный сигнал с помощью соответствующего преобразователя. Выходной сигнал в данной группе измерительных устройств формируется с помощью емкостных, тензометрических, индуктивных и др. преобразователей (см. гл. XV и XVI). Применяемый в этих устройствах принцип преобразования деформации мембраны в выходной сигнал не влияет на режим колебаний мембраны воспринимающего элемента (исключение составляют индукционные преобразователи). В устройствах этой группы ограничителем верхнего предела динамического диапазона в большинстве случаев является упругий элемент, который при приближении частоты измеряемого давления к частоте его собственных колебаний, является источником резонансных искажений.

К первой же группе может быть отнесен мембранный измеритель давления, в котором применен магнитокомпенсационный метод измерения усилия, действующего на мембрану.

Ко второй группе относятся устройства, в которых в зависимости от приложенного давления, изменяются физические свойства чувствительного элемента или измерительного участка, располо-

женного в измеряемой среде. К этой группе могут быть отнесены устройства автоматического измерения давления с пьезоэлектрическими, магнитострикционными и ионизационными воспринимающими элементами. В измерительных устройствах упругий чувствительный элемент выполняет функции разделителя, отделяя полость измеряемого давления от чувствительного элемента. Упругий элемент опирается на практически несжимаемый измерительный элемент, и поэтому он не может совершать перемещений. В этом случае ограничителем динамического диапазона могут быть либо резонансные колебания чувствительного элемента, либо инерционность изменения его физических свойств. Необходимо отметить, что резонансная частота чувствительного элемента в определенной степени зависит от его конструктивного выполнения и от свойств разделительной мембраны. К этой же группе могут быть отнесены измерители давления прямого действия, в которых измерительный участок расположен непосредственно в контролируемой среде. К таким измерителям давлений относятся устройства, основанные на электрическом разряде в газах, а также термические и ионизационные.

1. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСТРОЙСТВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ДАВЛЕНИЯ

Основными характеристиками измерителей нестационарного давления являются: способ превращения энергии давления в измерительный сигнал, динамические свойства измерителя, линейность градуировочной зависимости, чувствительность измерителя, термическая и электрическая стабильность.

Во многих современных системах самого различного назначения возникает необходимость регулирования и управления нестационарными процессами по давлению. К измерительным устройствам таких систем регулирования и управления предъявляют повышенные требования по динамике.

Динамические характеристики измерительных устройств, в которых под действием давления изменяются физические свойства чувствительного элемента, существенно отличаются от характеристик устройств, имеющих упругую мембрану. Динамические характеристики измерительных устройств с мембраной зависят от свойств чувствительного элемента и способа его закрепления.

Для упругих чувствительных элементов (мембран, сильфонов и др.) при измерении давлений жидкостей уравнения динамики могут быть определены следующим образом.

Учитывая, что жидкость практически несжимаема, можно написать в первом приближении

$$m_{пр}\frac{1}{q_э}\cdot\frac{d^2x}{dt^2}+r\frac{dx}{dt}=p-p', \qquad (V.1)$$

где p и p' — давления внутри и снаружи сильфона;

$m_{пр}$ — масса жидкости, приведенная к сильфону;

x — перемещения дна сильфона;

$q_э$ — эффективная площадь дна сильфона;

r — коэффициент вязкого трения на единицу площади дна сильфона.

Затем определим отношение упругости пружины c к ее эффективной площади, т. е.

$$\frac{c}{q_э} x = p'. \tag{V.2}$$

Подставляя выражение (V.2) в уравнение (V.1), получим

$$\frac{m_{np}}{q_э} \cdot \frac{d^2x}{dt^2} + r\frac{dx}{dt} + \frac{c}{q_э} x = p. \tag{V.3}$$

Передаточная функция подобного элемента на основании уравнения (V.3) будет иметь вид

$$w(s) = \frac{1}{\frac{m_{np}}{q_э} s^2 + rs + \frac{c}{q_э}} = \frac{k}{T^2s^2 + 2\xi Ts + 1}, \tag{V.4}$$

$$T_2 = \frac{m_{np}}{c}; \quad \xi = \frac{rq_э}{2\sqrt{mc}}; \quad r = \frac{p_0 q_э}{x_{\max} c}.$$

При уменьшении диаметра импульсных трубок коэффициент ξ вследствие увеличения коэффициента r растет значительно быстрее, чем постоянная времени T. Поэтому уравнение (V.3) можно приближенно записать в виде

$$r\frac{dx}{dt} + \frac{c}{q_э} x = p. \tag{V.5}$$

Соответственно передаточная функция будет равна

$$w_1(s) = \frac{r_1}{T_1 s + 1}, \tag{V.6}$$

где $T_1 = \frac{rq_э}{c}$ и $r_1 = r$.

При измерении давления газов уравнение динамики чувствительного элемента следует выводить иначе. В этом случае в уравнении движения элемента массой газа можно пренебречь

$$r\frac{dx}{dt} = p - p'. \tag{V.7}$$

Однако масса подвижных частей, приведенная к чувствительному элементу, при измерении давления газов оказывает влияние на переходный процесс:

$$m\frac{d^2x}{dt^2} = p'q_э - cx. \tag{V.8}$$

Решая уравнения (V.7) и (V.8) совместно, получим

$$\frac{m}{q_э} \cdot \frac{d^2x}{dt^2} + r\frac{dx}{dt} + \frac{c}{q_э}x = p, \qquad (V.9)$$

где m — приведенная масса подвижных частей.

Передаточная функция элемента имеет тот же вид, что и выражение (V.4), но

$$T^2 = \frac{m}{c}; \quad \xi = \frac{rq_э}{2}\sqrt{\frac{1}{mc}}; \quad k = \frac{q_э p_0}{cx_{\max}}.$$

С помощью мембранного измерителя можно с допустимой погрешностью измерять нестационарное давление, в котором частота наивысшей гармоники, имеющей существенное значение, будет меньше 0,3 частоты собственных колебаний мембраны.

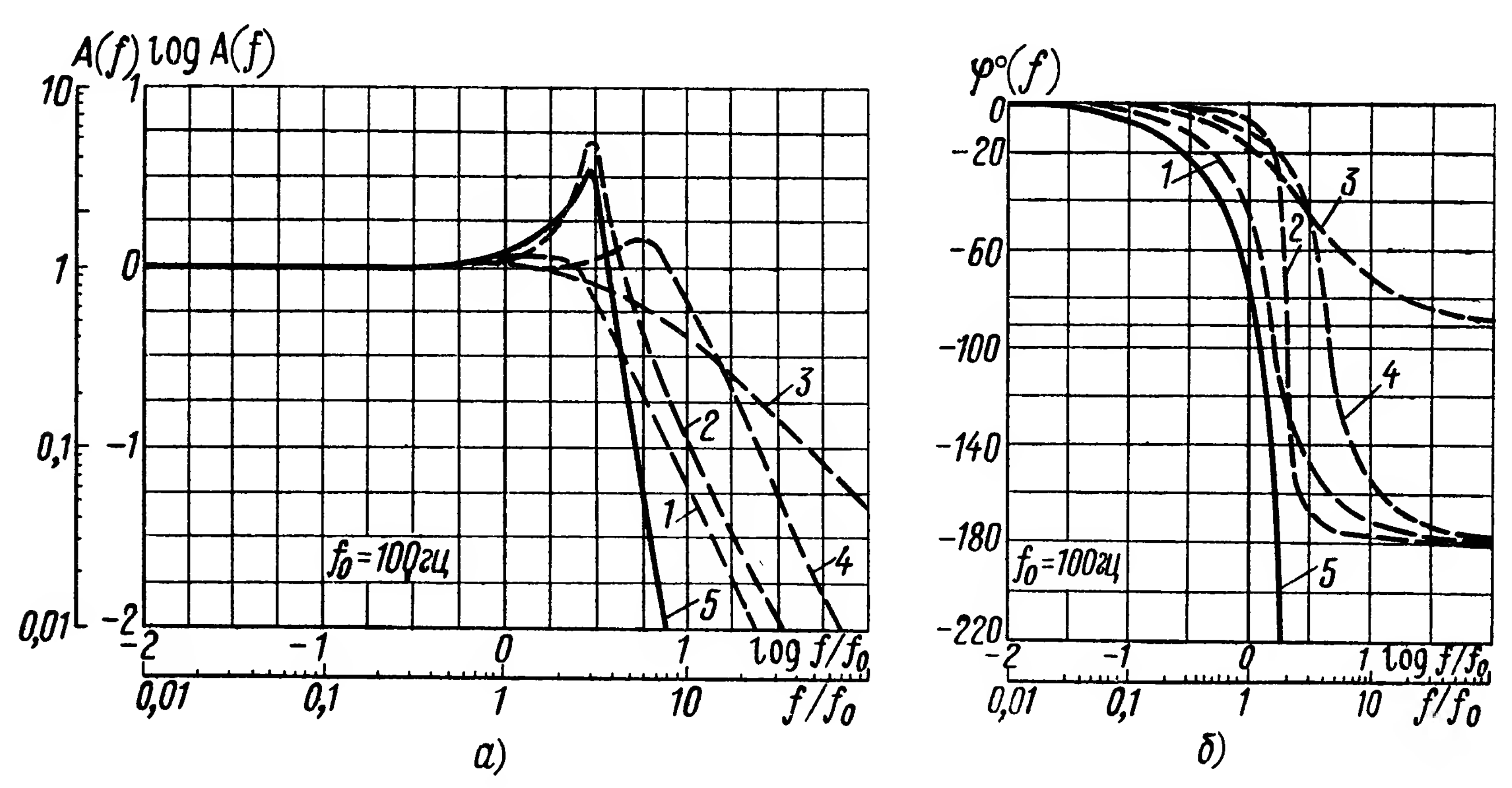


Рис. V.1. Частотные характеристики измерительного устройства:

а — амплитудные; *б* — фазовые; *1* — измерительной полости чувствительного элемента; *2* — индуктивного преобразователя (*fсоб* = 100 *гц*); *3* — усилителя; *4* — регистрирующего электромеханического преобразователя; *5* — системы в целом

Частотные характеристики реальных мембранных измерителей давления могут существенно отличаться от теоретических зависимостей, изображенных на рис. V.1. Это отличие в значительной мере определяется конструкцией мембраны. Соответствующие характеристики мембраны могут определяться либо аналитически, либо экспериментально. Так как аналитическое определение частотных характеристик некоторых сложных мембран (составных, вогнутых и т. п.) представляет собой существенные трудности, применяются соответствующие экспериментальные методы. Наличие измерительной полости, расположенной перед мембраной, может существенно снижать динамические свойства измерительного устройства. Для получения наилучших динамических характеристик желательно измерители располагать непосредственно в исследуемой среде без дополнительных полостей и соединительных трубопроводов.

2. УСТРОЙСТВА ИЗМЕРЕНИЯ ДАВЛЕНИЯ С УПРУГИМИ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

Устройства измерения давлений с емкостным преобразователем. В устройстве измерения давлений с емкостным преобразователем чувствительным элементом является мембрана, которая представляет собой одну из пластин конденсатора. Мембрана имеет свободу деформации в одном направлении и перемещается под действием переменного давления, изменяя величину емкости конденсатора. Максимальное изменение емкости может составлять величину порядка 20% полной емкости преобразователя. Вторая пластина конденсатора неподвижна и крепится на корпусе.

Измерительный диапазон определяется толщиной мембраны и начальным зазором между пластинами конденсатора. Измерительный диапазон можно сдвинуть в область меньших давлений, уменьшая начальный зазор между пластинами.

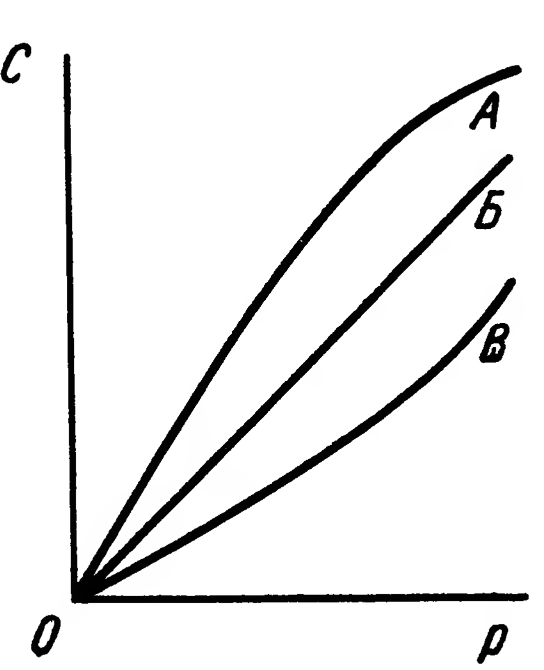


Рис. V.2. Кривые зависимости емкостного преобразователя от величины давления p при различной толщине C слюдяной пластины, помещенной в зазор

В плоскопараллельном конденсаторе связь между емкостью и зазором имеет гиперболический характер и поэтому для использования участка характеристики, близкого к линейному, необходимо применять малые зазоры и малые перемещения мембраны по отношению к величине зазора. Однако практически в таких устройствах невозможно применять зазоры меньше 0,025 *мм*. Линейность и чувствительность измерительного устройства можно улучшить, вводя в зазор пластину из материала с высокой диэлектрической постоянной, например, из слюды.

Толщина слюдяной пластины подбирается экспериментально для каждого конкретного случая. На рис. V.2 изображены зависимости емкости C (или величины измерительного сигнала) от величины приложенного давления p. Зависимость A получается при слюдяной пластине, толщина которой составляет 0,9 величины зазора b между пластинами конденсатора; кривая $Б$ соответствует толщине слюдяной пластины 0,6 b, а кривая $В$ — толщине слюдяной пластины 0,3 b. При измерении подвижная пластина конденсатора не остается параллельной неподвижной пластине, а приобретает некоторую кривизну. Придавая определенную кривизну неподвижной пластине, можно также улучшить линейность характеристики емкостного преобразователя.

Диаметр плоской неподвижной пластины конденсатора для улучшения линейности характеристики должен быть равным примерно 0,7 диаметра мембраны. Это позволяет использовать для измерения емкости наиболее плоскую часть мембраны.

Расчет емкостного измерительного устройства в большинстве случаев сводится к определению геометрических размеров мембраны (толщины h и радиуса R) при заданной собственной частоте f мембраны или при заданной чувствительности $\Delta C/p$ и выбору параметров емкостного преобразователя [2].

Связь между собственной частотой мембраны, закрепленной по периметру, и ее чувствительностью определяется так:

$$f^3 = \frac{\Delta C}{p} = \frac{1,25}{\delta^2} \sqrt{\frac{E}{\rho^3}}, \qquad (V.10)$$

где E — модуль упругости материала;

δ — допустимая стрела прогиба мембрана;

ρ — плотность материала мембраны,

причем собственная частота для такой мембраны может быть определена из выражения

$$f = 3,09 \frac{h}{R^2} \sqrt{\frac{E}{\rho^2}}. \qquad (V.11)$$

Кратко рассмотрим вопрос термической стабильности емкостного измерителя давлений. Суммарная величина емкости датчика C_0 выражается формулой

$$C_0 = C + \Delta C + C_1, \qquad (V.12)$$

где C — величина емкости между пластинами до приложения давления;

ΔC — величина емкости, зависящая от приложенного давления;

C_1 — величина емкости, зависящая от изменения температуры деталей устройства.

Характер зависимости $\Delta C = f(\rho)$ определяется свойствами мембраны, условиями ее закрепления и отношением толщины к диаметру. Величина C_1, на которую изменяется емкость под влиянием температуры, зависит от линейных температурных деформаций материала, приводящих к изменению величины зазора между пластинами, и от изменения формы мембраны вследствие внутренних напряжений в ней, вызванных условиями ее закрепления и неравномерностью прогрева. Конструкция охлаждаемого емкостного измерительного устройства приведена на рис. V.3. Охлаждаемая мембрана *1* выполнена вместе с корпусом измерительного устройства. Внутри корпуса на изоляторе *3*, установленном в регулировочной втулке *4*, расположена неподвижная пластина *2* и экранированная катушка *5* температурной компенсации. Основное назначение этой катушки — уменьшение смещения нулевой точки, которое возникает из-за изменения температурного режима. Упругий элемент состоит из двух мембран, соединенных вместе. На одной мембране сделаны специальные выступы, на которых расположена вторая, плоская, мембрана. Охлаждающая жидкость проходит между двумя мембранами по лабиринту, образованному выступами. Благодаря обильному охлаждению и наличию компенсационной катушки изме-

нения температурного режима не сказываются на результате измерения.

Для преобразования изменений емкости в пропорциональные изменения напряжения в большинстве случаев применяются электрические схемы, в которых высокочастотный синусоидальный электрический сигнал подвергается в соответствии с изменениями емкости амплитудной или частотной модуляции. Известны два основных метода амплитудной модуляции, применяемых в таких измерительных устройствах. В одном из них изменение емкости, включенной в резонансный контур, вызывает изменение его резонансной частоты и соответствующее изменение амплитуды тока в контуре. Существует много вариантов схем с использованием резонансного контура. Положительные качества этих схем — высокая чувствительность и хорошая линейность; отрицательные качества — зависимость показаний устройства от напряжения питания, наличие нулевого тока, требующего дополнительного источника для компенсации и большая чувствительность к изменению емкости соединительного кабеля. Последний недостаток в некоторых случаях можно значительно уменьшить, помещая весь контур в корпусе измерительного устройства.

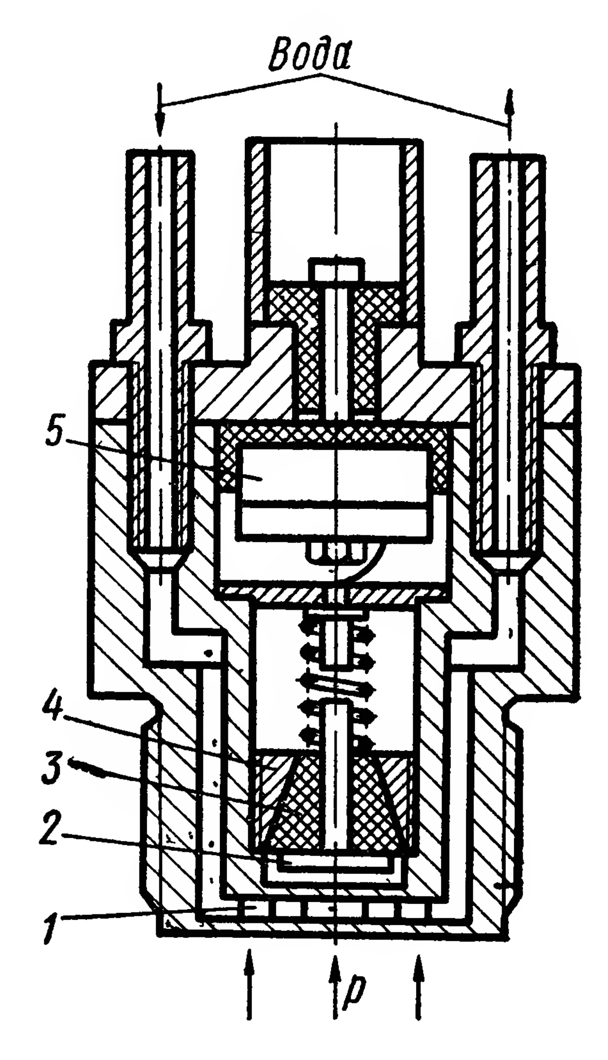


Рис. V.3. Устройство для измерения давления с охлаждаемой мембраной

В другом методе амплитудной модуляции конденсатор измерительного устройства используется в качестве реактивного сопротивления в мостовой схеме, питаемой током постоянной частоты. Баланс моста осуществляется при ненагруженном измерительном устройстве. При нагружении будет происходить разбаланс моста и в его диагонали появится переменный ток, пропорциональный изменению емкости. Измерительный мост обычно выполняют симметричным. При этом два смежных плеча составляют емкости, одна из которых является преобразователем; два других плеча могут составлять постоянные омические сопротивления. Такие мостовые схемы отличаются хорошей стабильностью и при ненагруженном преобразователе могут полностью балансироваться. Измерительный мост (или часть его) можно разместить в корпусе измерительного устройства, что существенно снижает влияние емкости соединительного кабеля на показания схемы. Недостатком таких схем по сравнению со схемами, имеющими резонансные контуры, является некоторое уменьшение чувствительности.

Схемы, работающие по принципу частотной модуляции, используются реже. Принцип работы измерителя давления с частотной модуляцией заключается в следующем. Емкость преобразователя

включается в контур генератора таким образом, что при изменении данной емкости происходит частотная модуляция электрических колебаний, формируемых генератором. Генераторы, применяемые в таких схемах, работают на частоте порядка 2—3 *Мгц*, и максимальная частотная модуляция составляет примерно 2—4%. Полученные сигналы через катодный повторитель подаются на измерительное устройство, в котором изменения частоты колебаний на элементе резонансной схемы создают сдвиг фазы между напряжением и током. Разность фаз детектируется и подается через катодный повторитель на управляющее устройство.

Схема устройства контроля давления, в которой использован дифференциальный емкостный преобразователь, приведена на рис. V.4. Упругая мембрана *1* расположена между двумя непод-

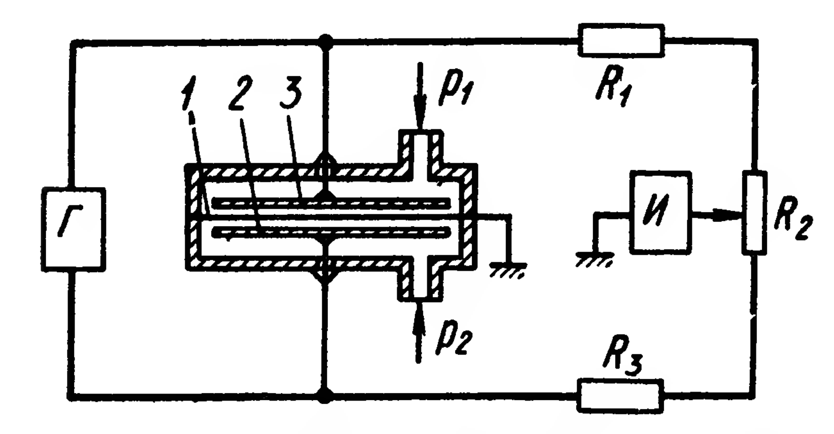


Рис. V.4. Схема включения дифференциального емкостного преобразователя

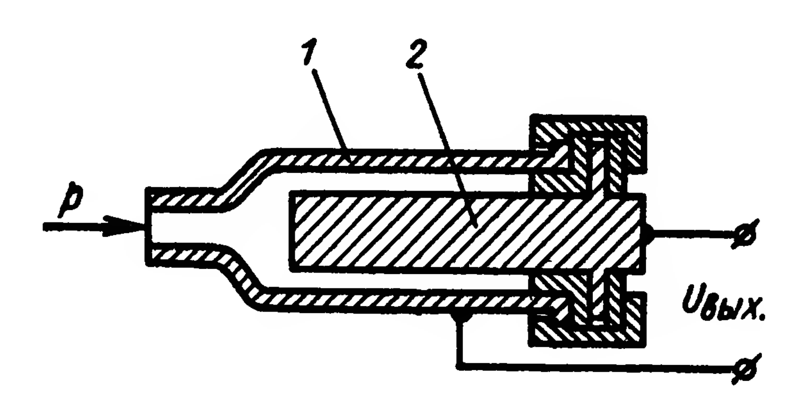


Рис. V.5. Схема измерительного устройства с емкостным преобразователем давления, основанным на зависимости диэлектрической проницаемости от давления

вижными мембранами *2* и *3*. Центральная мембрана заземлена, а две неподвижных включены в плечи моста, питаемого от генератора *Г*. В диагональ моста включено измерительное устройство.

Для уменьшения размеров и веса рассматриваемых устройств желательно использование в качестве преобразующих элементов электретов, что также несколько упростит измерительную схему. Если на одну из пластин поместить электрет, то при прогибе мембраны и соответствующем сближении двух пластин на них будет наводиться э. д. с., которая будет характеризовать величину приложенного к мембране усилия.

То обстоятельство, что диэлектрическая проницаемость газов, жидкостей и твердых тел зависит от давления, может быть использовано для построения измерительных устройств с емкостными преобразователями. Измерительное устройство этого типа, предназначенное для измерения давления бензина (рис. V.5), состоит из цилиндрического конденсатора *1* и *2*, выдерживающего высокое давление. В диапазоне давлений от 1 до 100 $кГ/см^2$ диэлектрическая проницаемость бензина изменяется на 0,5%. Статическая характеристика (зависимость величины емкости от давления) нелинейна. Применив компенсационную нелинейную схему, можно получить выходной ток, который является линейной функцией давления. Данное устройство можно использовать в диапазоне давлений от 0

до 200 *кГ/см*². Вода и газы, растворимые в бензине, однако, вызывают гистерезис характеристики «емкость — давление». Такое измерительное устройство пригодно также для измерения давления других неполярных жидкостей.

Измерительные устройства с тензометрическими преобразователями. Принцип действия устройств контроля давления с проволочными тензоэлементами основан на свойстве металлических проводников изменять свое сопротивление при деформировании. При этом тензоэлемент испытывает деформации, одинаковые с деформациями детали, на поверхность которой он наклеен. Изменение сопротивления тензоэлемента служит мерой приложенного давления. Температура среды оказывает существенное влияние на показания устройств, для измерения давления, в которых используются тензоэлементы. Эффект температурного воздействия на тензоэлемент зависит не только от величины температуры, но и от скорости ее изменения (см. гл. III, § 1). На величину измерительного сигнала влияет жесткость упругого элемента, которая является функцией имеющихся в нем внутренних напряжений. При измерении давления в средах, имеющих нестационарную температуру, неравномерный прогрев упругого элемента, к которому приклеен тензоэлемент, может привести к возникновению внутренних напряжений. Последние определяют величину ошибки измерения. Если тензоэлемент наклеен непосредственно на мембрану, температурные искажения создаются линейным тепловым расширением мембраны и изменением ее формы. Для уменьшения ошибки при измерении давления в средах с нестационарными температурами необходимо применять внутреннее охлаждение мембран.

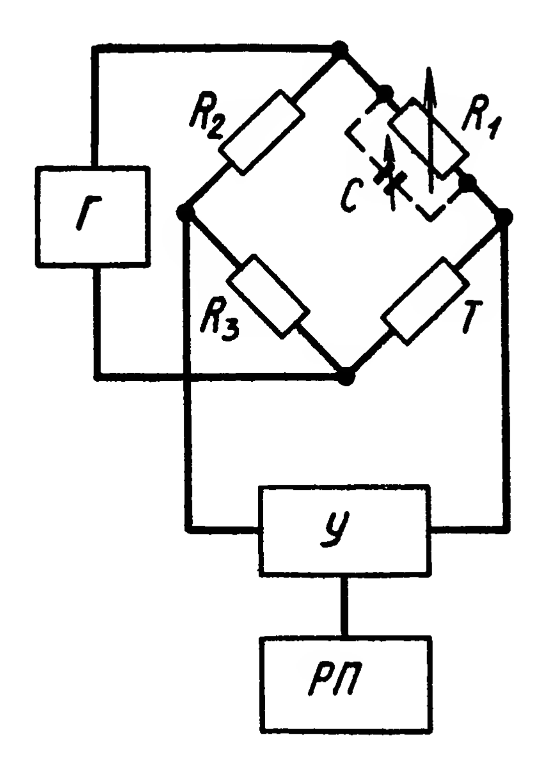


Рис. V.6. Измерительная мостовая схема включения тензометрического преобразователя; *Т* — тензоэлемент; *Г* — генератор; *У* — усилитель переменной составляющей, *РП* — регистрирующий прибор

Влияние температуры на характеристику измерительного устройства проявляется в зависимости электрического сопротивления проволоки тензоэлемента от температуры, в неодинаковом тепловом расширении проволоки и упругого элемента, приводящем к дополнительной деформации проволоки, и в изменении формы упругого элемента под действием температуры. Для устранения температурных погрешностей, возникающих в результате зависимости сопротивления тензоэлемента от температуры, применяют компенсационный тензоэлемент, включаемый в одно из плеч измерительного моста. Компенсационный тензоэлемент нагревается одинаково с основным тензоэлементом, но не подвергается деформации.

Для измерения нестационарных давлений с помощью тензометрических устройств в последних нередко применяют неравновесные

мосты переменного тока. Составными частями схемы такого устройства являются высококачественный генератор, формирующий электрические сигналы несущей частоты, усилитель, выпрямитель и регистрирующий прибор. Схема подобного тензометрического измерительного устройства приведена на рис. V.6. Сопротивления R_2 и R_3 являются постоянными плечами измерительного моста. Сопротивление R_1 предназначено для калибровки схемы, причем параллельно этому сопротивлению часто включается небольшая переменная емкость C, назначение которой — балансировка фазового угла. Для удовлетворительного измерения нестационарных давлений необходимо, чтобы частота переменного тока питания моста была в 8—10 раз больше частоты наивысшей гармонической составляющей пульсации давлений. Обычно эта частота составляет 30—40 *кгц*.

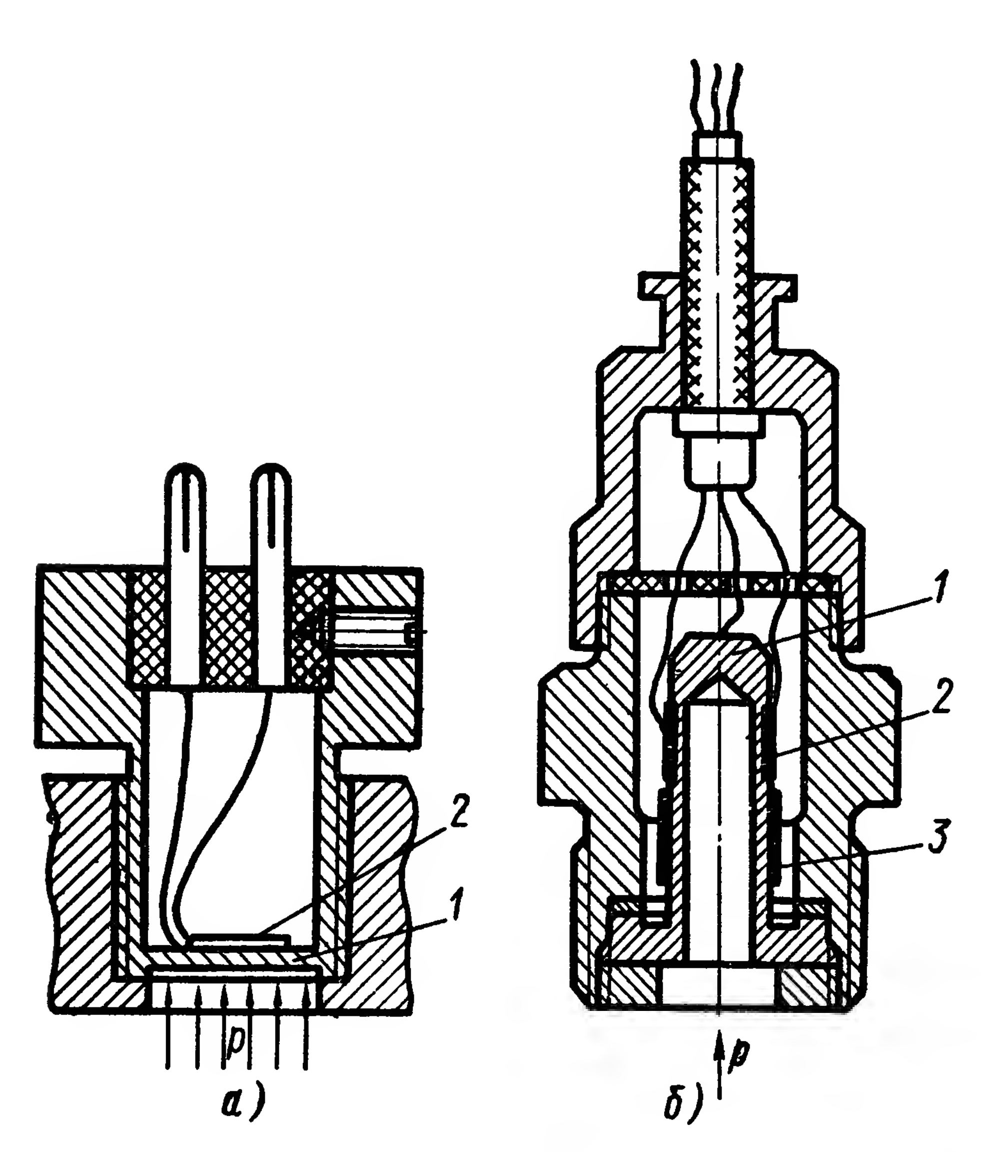


Рис. V.7. Измерительное устройство с неохлаждаемым тензометрическим преобразователем:

а — с плоской мембраной, *б* — измерительное устройство с чувствительным элементом в виде цилиндра

На рис. V.7, *а* показана конструкция неохлаждаемого измерительного устройства с тензометрическим элементом *2*, наклеенным непосредственно на плоскую упругую мембрану *1*. Частота собственных колебаний мембраны составляет 10 *кгц*. Такое устройство позволяет контролировать быстропеременные давления, имеющие интенсивность возрастания до 25 *кГ/см*² за 1 *мксек*.

Устройства для измерения давления с упругим элементом, выполненным в виде цилиндра, деформируемого в радиальном направлении, изображено на рис. V.7, *б*. Упругий элемент *1* изготовлен в виде гильзы, имеющей цилиндрическую проточку. На гильзу в утонченном месте наклеен проволочный тензоэлемент *2*. Второй такой же тензоэлемент *3* наклеен на толстостенную часть корпуса. Тензоэлемент *2* — рабочий, а тензоэлемент *3* предназначен для температурной компенсации. Динамические свойства такого измерительного устройства определяются частотой собственных колебаний упругой цилиндрической гильзы.

На рис. V.8. приведено устройство для измерения давления с внутренним упругим элементом, на который опирается мембрана. Фигурная мембрана в данном случае передает давление на упругую

втулку, на которую наклеены два тензоэлемента. Мембрана выполнена из двух гофрированных стальных пластин *7*, имеющих толщину 0,1 *мм* и диаметр 10 *мм* и связанных между собой распорной втулкой *6* с отверстиями. Между пластинами протекает вода, подаваемая в корпус устройства. С наружной стороны мембрана нагружена измеряемым давлением p_1, а с внутренней стороны — противодавлением сжатого воздуха p_2. Воспринимаемое усилие передается внешней пластиной через распорную втулку на помещенный внутри корпуса упругий цилиндр. На наружную поверхность этого цилиндра наклеены два проволочных тензоэлемента, причем один тензоэлемент расположен параллельно оси цилиндра, другой — по окружности. Оба тензоэлемента включены в смежные плечи измерительного моста. При сжатии упругого цилиндра измеряемым давлением сопротивление осевого тензоэлемента уменьшается, а сопротивление окружного тензоэлемента увеличивается. Изменение сопротивлений двух тензоэлементов вызывает соответствующий ток разбаланса измерительного моста. При таком включении в измерительную схему двух тензоэлементов влияние изменений температуры автоматически компенсируется. Собственная частота колебаний такого устройства составляет 20 *кгц*.

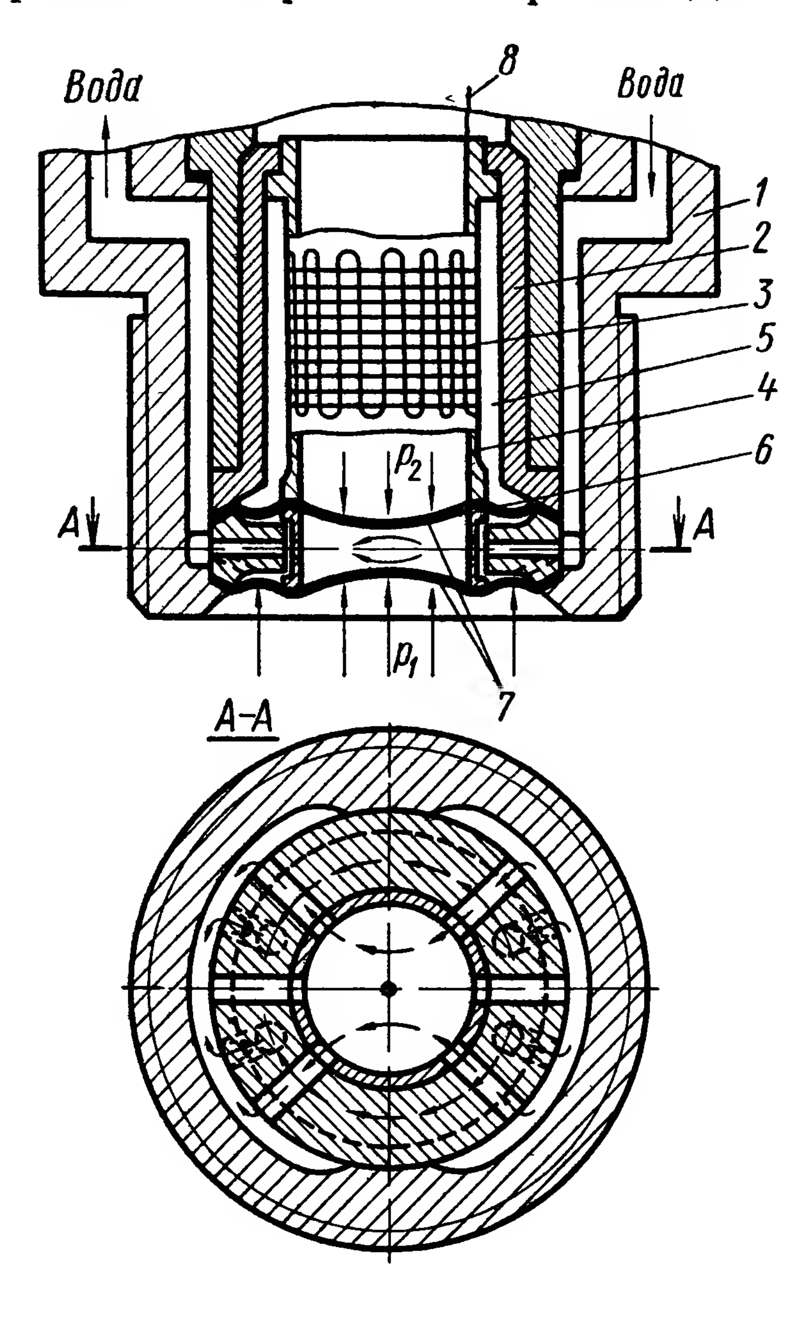


Рис. V.8. Чувствительный элемент тензометрического преобразователя с охлаждаемой мембраной:

p_1 — измеряемое давление; p_2 — противодавление сжатого воздуха; *1* — корпус преобразователя; *2* — зажимная втулка; *3* — проволочные тензоэлементы; *4* — упругий цилиндр; *5* — распорное кольцо; *6* — распорная втулка; *7* — мембраны; *8* — вывод измерительного сигнала

Рассмотрим измерительное устройство, конструктивное исполнение которого показано на рис. V.9. Устройство предназначено для измерения высоких давлений и неприменимо для контроля давлений в агрессивных жидких и газовых средах, а также в средах, имеющих высокую и нестационарную температуру. Здесь упругая мембрана заменена поршнем *1*, который точно сочленен с цилиндрическим корпусом и опирается на упругое кольцо. На упругом кольце *2* наклеены тензоэлементы *3*, измеряющие его деформацию. Значительная жесткость тензометрического кольца обеспечивает достаточно высокий верхний предел частотного диапазона.

В ряде устройств для измерения давлений применяются также не наклеенные тензометрические элементы, а связанные с мембраной

при помощи растяжек. В этом случае тензоэлементы не соприкасаются с мембраной, что улучшает температурный режим их работы. Измерительное устройство этого типа представлено на рис. V.10. Преобразователь имеет два тензоэлемента *2* и *3*, выполненных в виде двух проволочек, которые в точках *a* закреплены на мембране, а в точках *в* — на участке корпуса, примыкающем к мембране *1*. Точки *c* тензоэлементов прикреплены к пружинам *4*, установленным на днище преобразователя. Выводы от тензоэлементов выполнены в точках *a*, *b* и *c*. Четыре тензоэлемента образуют активные плечи моста. Прогиб диафрагмы уменьшает натяжение плеч *a*, *c* и *a'*, *c'* и увеличивает натяжение плеч *bc* и *b'c'*. При этом соответст-

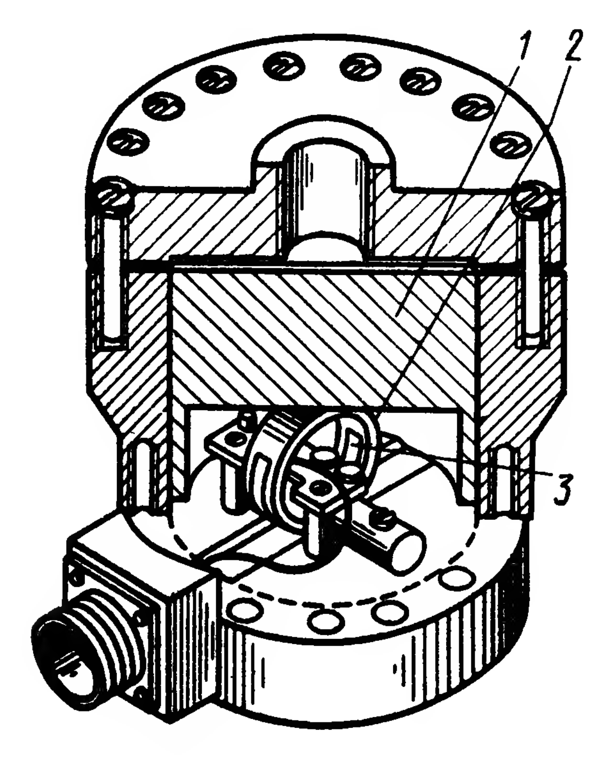


Рис. V.9. Измерительное устройство с тензометрическим преобразователем, поршнем и упругим кольцом

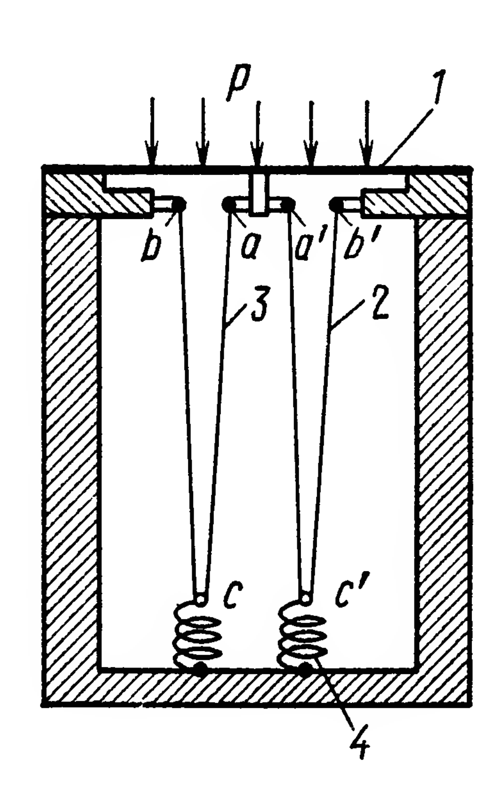


Рис. V.10. Схема измерительного устройства с растянутыми тензоэлементами

венно изменяется их сопротивление. В такой схеме отсутствует влияние температуры на показания преобразователя. Это происходит вследствие того, что температурное изменение размеров деталей преобразователя оказывает одновременное и очень малое воздействие на натяжение тензонитей, так как при этом почти не изменяется усилие пружины. Затем эти малые воздействия компенсируются в мостовой схеме.

Измерительные устройства с индуктивными преобразователями. В индуктивных устройствах, служащих для контроля давления, обычно индуктивный преобразователь включается в одно из плеч измерительного моста переменного тока, питаемого от генератора. Выходной сигнал, поступающий с моста, усиливается, детектируется и подается на соответствующий элемент цепи управления. В последнее время в большинстве устройств для измерения давлений с индуктивными преобразователями применяется дифференциальный принцип включения катушек, что позволяет повысить чувствительность измерительного устройства. Конструктивное исполнение одного из вариантов такого измерительного устройства приведено

на рис. V.11. Преобразователь состоит из двух катушек *2*, которые включены в плечи измерительного моста, питаемого переменным напряжением с частотой 3 *кгц*. Измеряемое давление подается в полость *4*, образованную двумя упругими мембранами *3* и корпусом. Сердечники *1* расположены с наружных сторон обеих мембран с малым зазором относительно них. Индуктивные катушки включены в противоположные плечи измерительного моста.

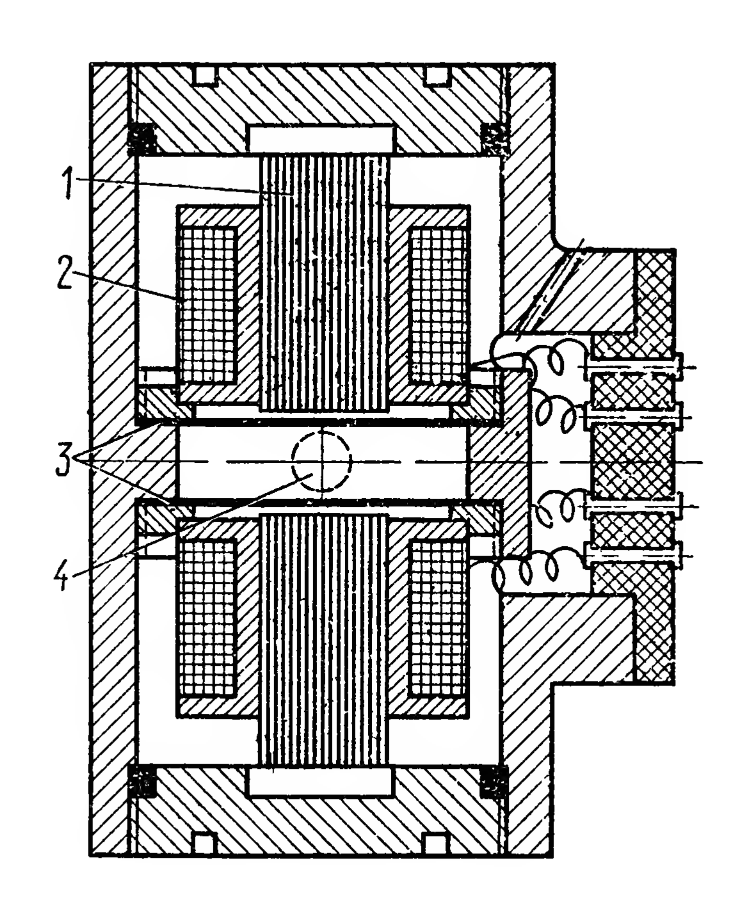


Рис. V.11. Измерительное устройство с двумя тонкими мембранами и индуктивным преобразователем

Измерительные устройства с индуктивными преобразователями могут иметь различное конструктивное исполнение. Обычно эти устройства по габаритам больше, чем устройства с пьезоэлектрическими или емкостными преобразователями и более сложны по конструкции. Кроме того, недостатком применяемых в них индуктивных элементов является то, что они чувствительны к изменению температуры, которая непосредственно влияет на магнитную проницаемость материала деталей датчика.

К этой же группе можно отнести измерительные устройства с дифференциально-трансформаторными преобразователями. Устройство такого типа приведено на рис. V.12. Преобразователь состоит

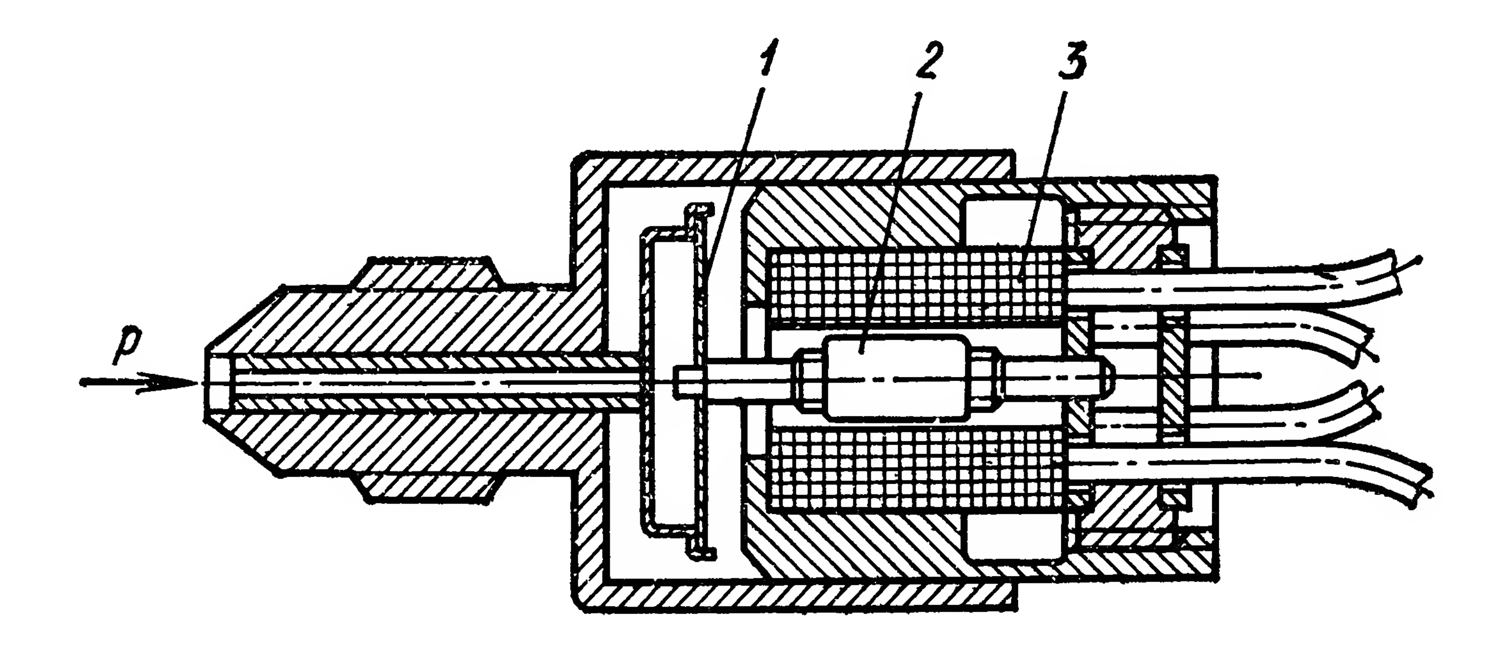


Рис. V.12. Измеритель давления с дифференциальным трансформатором:

1 — диафрагма; *2* — подвижной сердечник; *3* — катушка

из трех обмоток, коаксиально намотанных на полый каркас, и отдельного ферромагнитного сердечника, связанного с мембраной. Первичная обмотка намотана по всей длине каркаса; две одинаковые вторичные обмотки намотаны встречно так, что движение сердечника внутри катушки вызывает изменение связи между обмот-

ками. При нейтральном положении сердечника напряжение на выходе равно нулю. Перемещение сердечника относительно центрального положения в ту или иную сторону вызывает появление напряжения на выходе. При изменении направления движения сердечника напряжение на выходе изменяется по фазе на 180°. У такого преобразователя в определенном диапазоне перемещений сердечника сохраняется линейная характеристика.

Измерительные устройства с ионно-механическими преобразователями. На рис. V.13 приведена конструкция измерительного устройства с ионно-механическим преобразователем (механотроном), который является механически управляемой ионной лампой, работающей на тлеющем разряде. К медному корпусу с одной стороны приварена упругая стальная мембрана *1*, а с другой — стеклянная часть вакуумной колбы *5*, на которой расположен неподвижный электрод *2*. Упругая мембрана *1* является подвижным электродом и прогибается под действием измеряемого давления. Чувствительный элемент укреплен в металлическом корпусе *4* с помощью гайки *3* и закрыт защитным кожухом *6*. Изменение анодного тока в ионно-механическом преобразователе пропорционально деформации мембраны и может являться мерой величины давления, приложенного к ней.

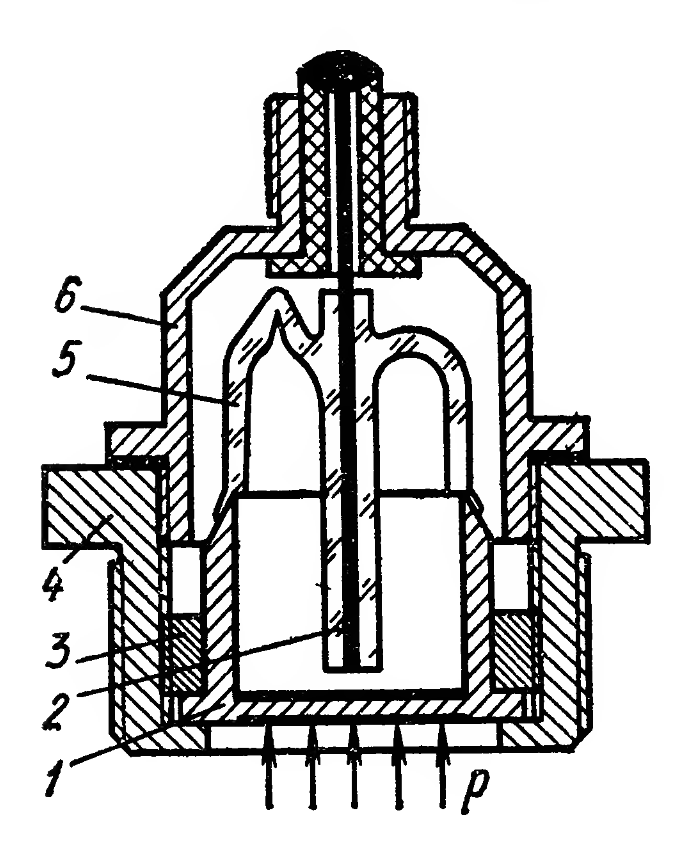


Рис. V.13. Измерительное устройство с ионно-механическим преобразователем

Высокая чувствительность ионно-механических преобразователей позволяет использовать такие устройства без дополнительных усилителей при непосредственном соединении с управляющим устройством. Однако с помощью таких измерительных устройств затруднительно измерять постоянную составляющую нестационарного давления.

Рассматриваемые преобразователи могут включаться как в измерительные схемы, в которых на электродах создается постоянное напряжение, так и в схемы, работающие в импульсном режиме. В измерительном устройстве, схема которого изображена на рис. V.13, под действием измеряемого давления происходит уменьшение расстояния между электродами, что сопровождается падением напряжения. Это падение напряжения пропорционально произведению расстояния между электродами на величину давления газа, заполняющего разрядную полость. Таким образом, в данной схеме по изменению напряжения на электродах преобразователя можно судить об изменении величины давления, приложенного к мембране. Ионно-механический преобразователь может включаться в измерительную схему таким образом, чтобы его работа осуществлялась в импульсном режиме газового разряда между электродами.

При работе в режиме импульсного разряда величина напряжения, необходимого для зажигания разряда, зависит от расстояния между электродами, т. е. от давления измеряемой среды. В этом случае для проведения непрерывного измерения следует применять схемы, позволяющие осуществлять достаточно частое зажигание заряда. Необходимый режим можно получить при использовании преобразователя в качестве разрядника релаксационного генератора.

Ионно-механический преобразователь можно применить и в дифференциальном измерительном устройстве. В этом случае две измерительные мембраны соединены металлической растяжкой, к которой присоединен штырь механотрона. Такое устройство позволяет производить регистрацию давления в диапазоне 0,1 — 400 *мм рт. ст.* Измерительное устройство имеет несложную электрическую схему.

Существенным положительным свойством ионно-механического преобразователя является высокая чувствительность, которая позволяет в ряде случаев применять его без дополнительных усилителей. Такие преобразователи обладают довольно высокими динамическими свойствами и могут с успехом применяться для контроля нестационарных давлений.

Измерительные устройства с магнитокомпенсационными преобразователями. Существенного улучшения динамических характеристик мембранных измерительных устройств можно добиться путем использования компенсационных измерительных схем, имеющих обратную связь. В таких устройствах применяется метод автоматической стабилизации положения упругого элемента. Электродинамический исполнительный механизм, управляемый следящей системой, на входе которой находится измеритель малых перемещений, удерживает мембрану в среднем положении при любой величине измеряемого давления. Мерой давления в данном случае является ток в обмотке исполнительного механизма. Перемещения мембраны в устройстве исчезающе малы, и упругий элемент здесь выполняет роль герметизирующей перегородки, стабильность упругих свойств которой не имеет значения. В этих устройствах схемы обратной связи могут быть выполнены с воздействием как по выходному сигналу, так и по его производным, причем в последнем случае имеется возможность полной стабилизации мембраны. В таких системах обратная связь может включать в себя следующие элементы: электрический преобразователь перемещения мембраны, дифференцирующее устройство, усилитель и электродинамический исполнительный механизм.

Рассмотрим конструкцию измерительного устройства с магнитокомпенсационным преобразователем, разработанного для контроля малых перемещений.

На рис. V.14. показано устройство преобразователя с силовым уравновешиванием, обеспечивающего линейное преобразование в электрический сигнал давления воздуха, изменяющегося от 0,2 до 1 кГ/см² [6].

Сила давления воздуха, поступающего в сильфон *3*, вызывает поворот коромысла *4*. При этом сердечник *2* смещается относительно катушек индуктивности автогенератора, что приводит к изменению

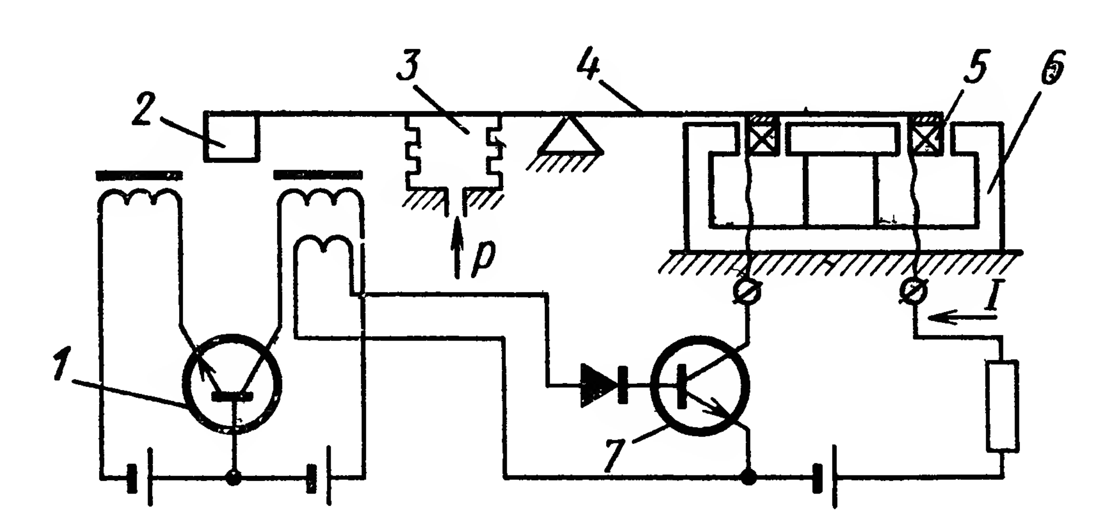


Рис. V.14. Измерительное устройство с магнитокомпенсационным преобразователем:

1 — автогенератор, *2* — сердечник, управляющий работой автогенератора *1*, *3* — сильфон преобразователя давления, *4* — коромысло, *5*, *6* — подвижная катушка и магнит магнитоэлектрического обратного преобразователя, *7* — транзистор

амплитуды его выходного напряжения. Выходное переменное напряжение автогенератора выпрямляется и усиливается усилителем *7*. К выходу усилителя подключена катушка *5* обратного преобразователя. Изменение тока *I*, протекающего через подвижную катушку, приводит к появлению усилия P_y, уравновешивающего внешние усилия, действующие на коромысло.

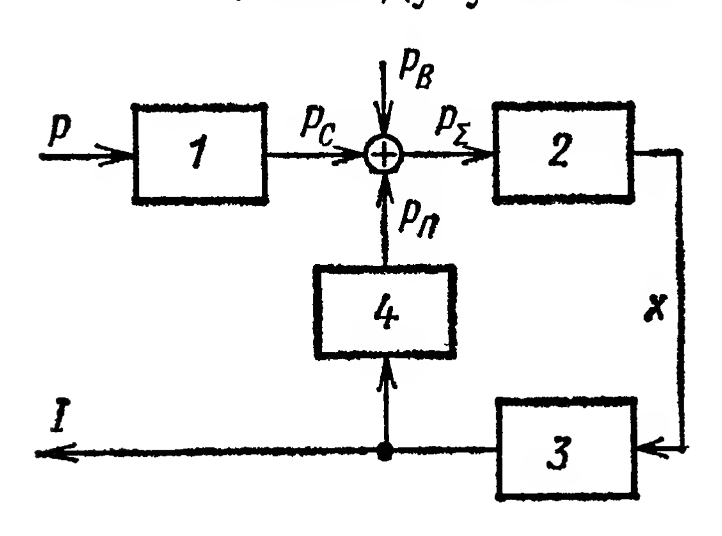


Рис. V. 15. Структурная схема преобразователя с силовым уравновешиванием:

1 — сильфон, *2* — коромысло; *3* — электрическая часть преобразователя; *4* — подвижная катушка; *p* — подводимое давление; P_c — усилие, развиваемое сильфоном, $P_п$ — усилие, создаваемое магнитоэлектрическим обратным преобразователем (подвижной катушкой), $P_в$ — другие внешние усилия (помехи), P_Σ — суммарное значение всех усилий, приложенных к коромыслу.

Максимальное перемещение сердечника *2* не превышает 0,01 *мм*.

В идеальном случае зависимость выходного тока преобразователя от времени точно повторяет зависимость измеряемого давления от времени.

В реальных схемах преобразователей зависимость выходного тока от времени характеризуется некоторым запаздыванием и выбросами, определяемыми степенью перерегулирования. Оптимальные параметры измерительного преобразователя могут быть найдены на основе анализа его динамических характеристик.

На рис. V.15 приведена структурная схема преобразователя. Объектом регулирования является коромысло *2*, электрическая часть преобразователя является регулятором. Для упрощения расчетов сильфон и магнитоэлектрический преобразователь рассматривают как линейные, безынерционные элементы.

Динамические (частотные) характеристики коромысла, как объекта регулирования, могут быть найдены из уравнения его движения:

$$m\frac{d^2x}{dt^2}+d\frac{dx}{dt}+cx=p_s, \qquad (V.13)$$

где x — координата перемещения центра подвижной катушки;
m — масса коромысла, приведенная к центру подвижной катушки;
d — постоянная демпфирования, определяемая параметрами короткозамкнутого витка в магнитоэлектрическом преобразователе;
c — коэффициент упругости, в основном определяемый упругими свойствами сильфона.

Введем следующие обозначения:

$\omega_0=\sqrt{\frac{c}{m}}$ — частота собственных колебаний недемпфированной системы;

$\alpha=\frac{d}{2\sqrt{mc}}$ — коэффициент успокоения (затухания).

Тогда

$$c\left(\frac{1}{\omega_0^2}\cdot\frac{d^2x}{dt^2}+\frac{2\alpha}{\omega_0}\cdot\frac{dx}{dt}+x\right)=P_\Sigma. \qquad (V.14)$$

Отсюда в операторной форме может быть определена передаточная функция звена (объекта регулирования):

$$F_s(s)=\frac{x(s)}{P_\Sigma(s)}=\frac{1}{c}\cdot\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_0^2}+2\alpha\frac{s}{\omega_0}+1}. \qquad (V.15)$$

Передаточная функция электрической части измерительного преобразователя определяется следующим выражением:

$$F_R(s)=\frac{P_n(s)}{x(s)}=\frac{v_R}{1+sT}, \qquad (V.16)$$

где v_R — статический коэффициент передачи преобразователя;
T — постоянная времени усилительных цепей;
$s=j\omega$.

3. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА С ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ, ИЗМЕНЯЮЩИМИ ФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ПОД ДЕЙСТВИЕМ ДАВЛЕНИЯ

К данной группе относятся устройства, преобразователи которых имеют следующие принципы действия: пьезоэлектрический, магнитострикционный, ионизационный и др. В измерительных устройствах данной группы давление может воздействовать непосредственно на чувствительный элемент, изменяя его свойства. Изменение физических свойств чувствительного элемента фиксируется различными способами. В большинстве таких устройств имеются мембраны,

отделяющие полость чувствительного элемента от полости измеряемого давления. Мембраны опираются на чувствительный элемент и не могут совершать упругих колебаний. Влияние свойств таких разделительных мембран на динамические свойства измерительных устройств в целом сказывается в определенном изменении частоты собственных колебаний чувствительного элемента или в изменении его характеристик.

Динамические свойства устройств данной группы в значительной степени определяются свойствами чувствительного элемента (частотой собственных колебаний, инерционностью изменения физических свойств и т. д.).

Измерительные устройства с пьезоэлектрическими преобразователями. Действие пьезоэлектрических измерителей давления основано на использовании пьезоэлектрического эффекта, заключающегося в возникновении противоположных электрических зарядов на гранях некоторых кристаллов и искусственных материалов при приложении к ним давления. При этом величина возникающих электрических зарядов прямо пропорциональна приложенному давлению. Пьезоэффект обнаруживается у кварца, турмалина, титаната бария, сегнетовой соли и у других веществ. В пьезоэлектрических преобразователях также используются различные искусственные пьезоэлементы.

Пьезоэлектрические измерительные устройства могут быть выполнены как с модуляцией нагрузки чувствительного элемента, так и без модуляции. Пьезоэлектрические измерительные устройства, действующие без модуляции нагрузки, не могут быть использованы для измерения давления, имеющего статическую составляющую, так как утечка электрических зарядов с граней пьезопластин изменяет существенно их характеристику (см. гл. V, § 4). Для качественной работы всего измерительного устройства необходимо выбирать пьезоэлектрический преобразователь с высокой чувствительностью, высокой частотой собственных колебаний и стабильный по температуре.

Для измерений полей давления применяются устройства с бескорпусными пьезоэлектрическими преобразователями (рис. V.16), которые с помощью металлической трубки размещаются в тех местах исследуемого поля давлений, где желательно провести измерение. На рис. V.17 приведена амплитудно-частотная характеристика такого измерительного устройства. По оси абсцисс в логарифмическом масштабе отложена частота f в *кгц*, а по оси ординат — отношение амплитуды A, замеренной на данной частоте f, к амплитуде A_1, наблюдаемой при частоте 1 *кгц*, при неизменной величине возбуждающего сигнала. На основании приведенной характеристики можно считать, что верхний предел частотного диапазона данного измерительного устройства может достигать 2 *кгц*.

Измерение медленно меняющихся давлений можно осуществить с помощью пьезоэлементов, имеющих модулированную нагрузку Для модуляции нагрузки, подаваемой на пьезоэлементы, существует

ряд устройств. Наиболее удачным устройством такого типа является пьезовибратор, представляющий собой дополнительно установленный в преобразователе пьезоэлемент, который в зависимости от величины подаваемого на электроды напряжения изменяет свои размеры. Этим достигается изменение нагрузки на измерительный пьезоэлемент.

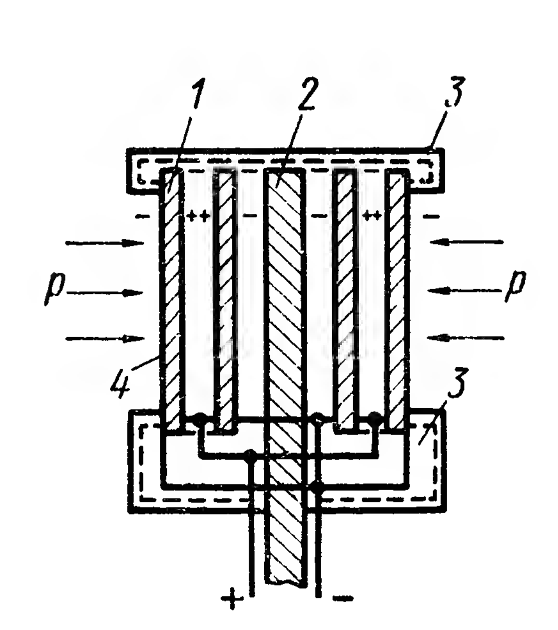


Рис. V.16. Схема бескорпусного пьезодатчика с дисками из турмалина.

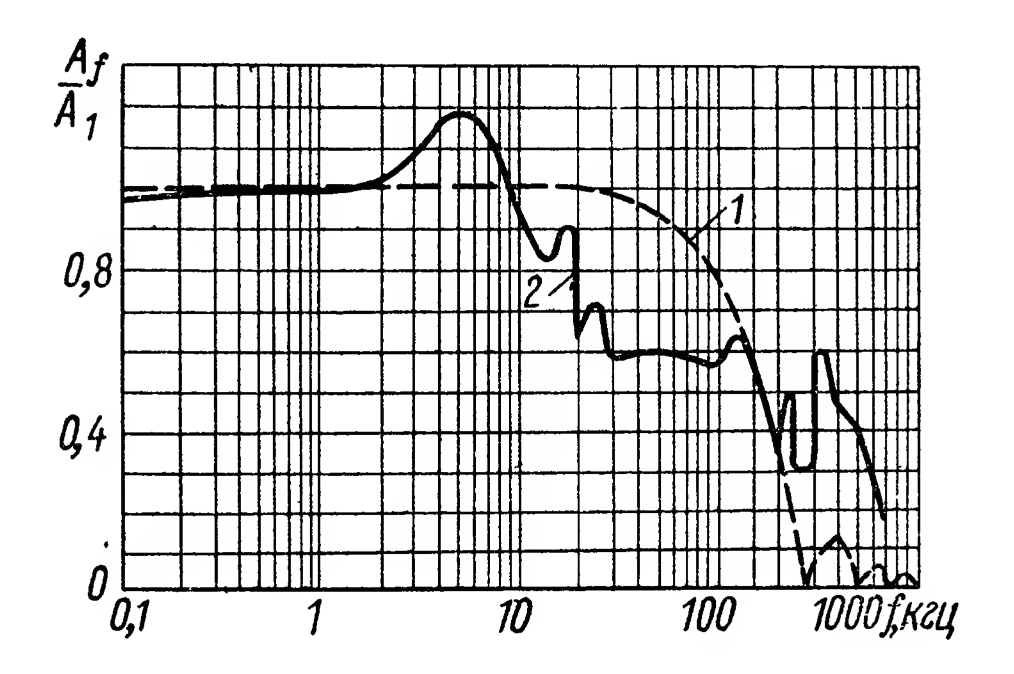


Рис. V.17. Амплитудно-частотная характеристика бескорпусного измерительного устройства:

1 — теоретическая характеристика; *2* — экспериментальная характеристика

Измерительное устройство с модулируемым по нагрузке пьезоэлементом [5] показано на рис. V.18. Давление от мембраны *1* передается с помощью стержня *2* на два измерительных пьезоэлемента *4*. Одновременно передающий стержень *2* опирается на модулирующий пьезоэлемент *3*, который выполнен в виде кольца и помещен между изолирующими прокладками. Электроды пьезоэлемента *3* подсоединяются к сети переменного тока. Выход преобразователя присое-

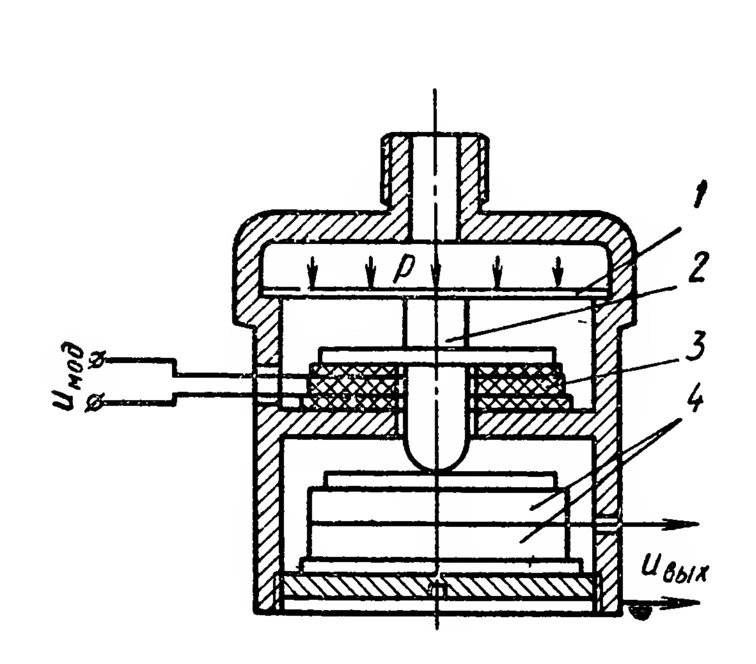


Рис. V.18. Схема измерительного устройства с модулируемым пьезоэлементом

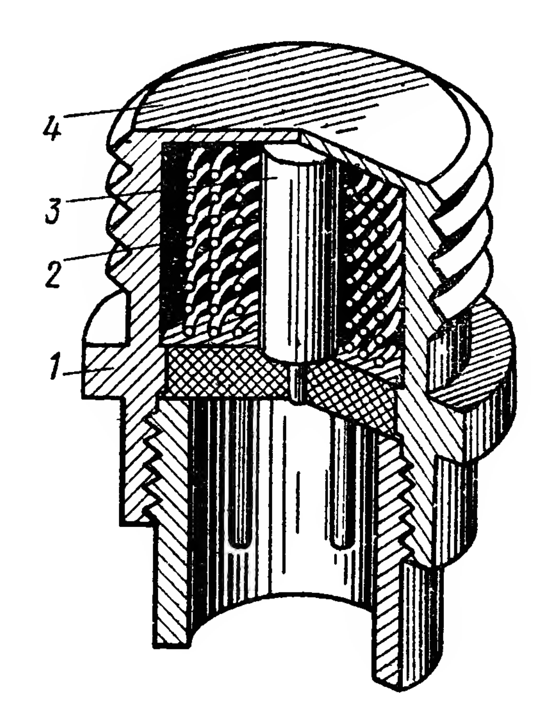


Рис. V.19. Схема измерительного устройства с магнитострикционным преобразователем

диняется к измерительному прибору. При воздействии переменного напряжения пьезоэлемент *3* подвергается деформации растяжения и сжатия, при растяжении пьезоэлемент *3* снимает усилие, оказываемое мембраной на измерительные пьезоэлементы *4*. Такая разгрузка производится периодически с частотой напряжения, подаваемого на пьезоэлемент *3*. Такое измерительное устройство нормально действует при соблюдении условия, что усилие, передаваемое от мембраны через стержень *2* на измерительные пьезоэлементы *4*, сложенное с величиной первоначального натяга, не превосходит усилия от растяжения пьезоэлемента *3*, когда приложена максимальная величина модулирующего напряжения. В противном случае работоспособность устройства нарушается. Модулирующий пьезоэлемент питается стабилизированным напряжением 220 *в* при частоте 50 *гц*.

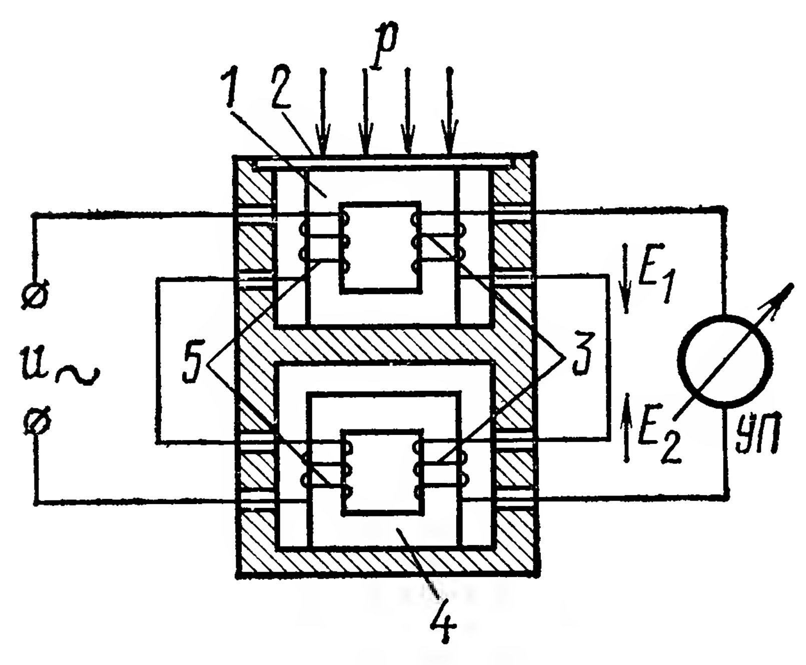


Рис. V.20. Схема компенсационного измерительного устройства с магнитострикционным преобразователем

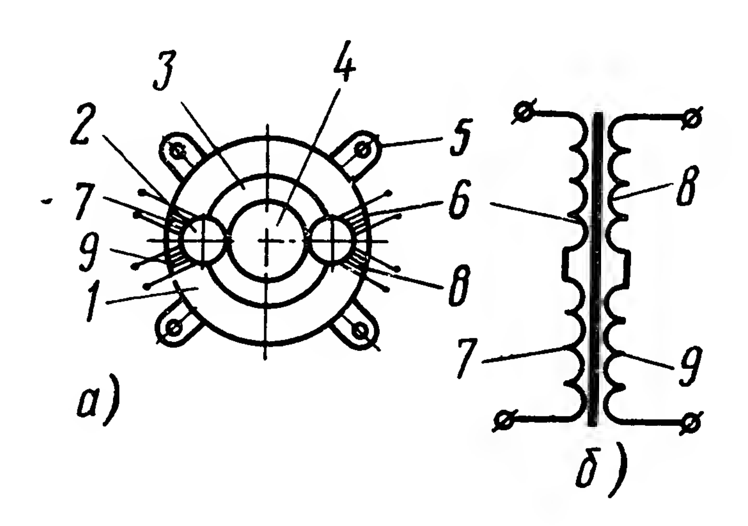


Рис. V.21. Чувствительный элемент магнитоупругого преобразователя давления:

а — конструктивная схема; *б* — схема включения обмоток.

В заключение можно отметить, что пьезоэлектрические измерительные устройства с модулируемыми преобразователями обладают простой схемой и позволяют измерять медленно меняющиеся давления.

Измерительные устройства с магнитострикционными преобразователями. Конструкция измерительного устройства с магнитострикционным (магнитоупругим) преобразователем, работающем на переменном магнитном поле, показана на рис. V.19. Упругая мембрана *4*, выполненная как одно целое с корпусом *1*, опирается на сердечник *3* катушки *2* и передает ему воспринимаемое усилие. Обмотка катушки питается переменным напряжением с частотой 5—10 *кгц*. Под действием измеряемого давления изменяется сопротивление магнитной цепи преобразователя, вызывающее соответствующую модуляцию измерительного сигнала. Преобразователь включается в одно из плеч сбалансированного измерительного моста.

На рис. V.20 показана схема компенсационного измерительного устройства. Чувствительным элементом такого устройства яв-

ляется сердечник *1*, выполненный из никель-цинкового феррита. На него опирается мембрана *2*, нагруженная измеряемым давлением. Сердечник *4* и вторичные обмотки *3* предназначены для создания компенсационной э. д. с. E_2. Преобразователь включается по дифференциальной схеме, и его первичные обмотки *5* питаются переменным током. При возрастании давления, действующего на сердечник *1*, уменьшается его магнитная проницаемость и величина э. д. с. E_1. При этом разность $E_2 - E_1$ возрастает при увеличении давления. Такой преобразователь может работать без усилителей.

На рис. V.21, *а* приведена схема еще одного устройства контроля давления с магнитоупругим преобразователем. Чувствительный элемент выполнен на диске *1* из ферромагнетика, магнитная проницаемость которого изменяется при приложении внешних усилий. Диск имеет два цилиндрических отверстия *2* и кольцевую перемычку *3*, связывающую центральный цилиндр *4* с основной частью диска. Крепление диска *1* осуществляется с помощью четырех лапок *5*. Преобразователь имеет два электрических трансформатора, состоящих из первичных обмоток *6*, *7* и вторичных обмоток *8*, *9*, соединенных между собой в соответствии со схемой рис. V.21, *б*.

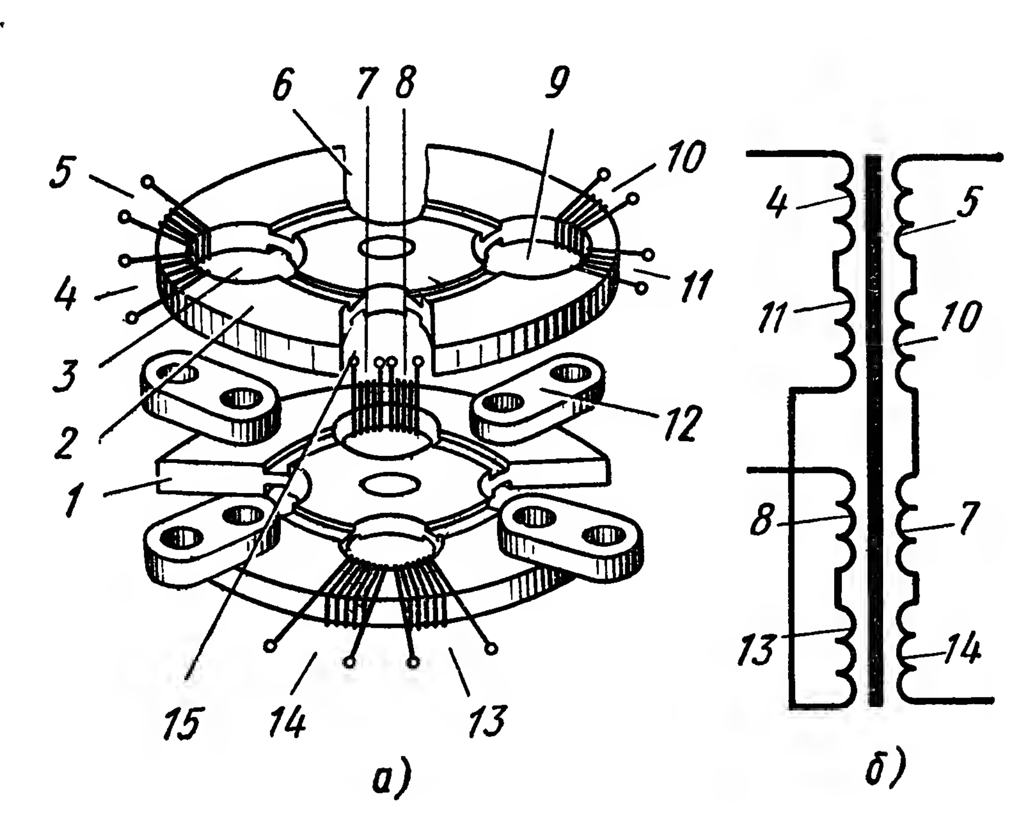


Рис. V.22. Чувствительный элемент компенсационного магнитоупругого преобразователя.

а — конструктивная схема и *б* — схема включения обмоток

Концы последовательно соединенных первичных обмоток подключены к источнику переменного напряжения. При протекании через первичные обмотки электрического тока в диске возникают соответствующие магнитные потоки, проходящие через кольцевую перемычку. Электрические напряжения, наводимые указанными магнитными потоками во вторичных обмотках, складываются друг с другом. Измеряемое усилие, приложенное по оси цилиндра *4*, деформирует перемычку *3*; при этом изменяется ее магнитная проницаемость, что приводит к изменению значений электрических напряжений, наводимых во вторичных обмотках.

На рис. V.22 показана схема модифицированного магнитоупругого преобразователя, который содержит два диска *1* и *2*, идентичных с диском, показанным на рис. V.21, *а*. Диск *2* имеет два круглых отверстия *3* и *9*, в которых размещены обмотки *4*, *5* и *10*, *11* и две прорези *6* и *15*, ширина которых равна диаметру отверстий *3* и *9*. Диск *1* имеет аналогичные пары отверстий и прорезей, которые

расположены так, что прорези диска *2* находятся над отверстиями диска *1* и наоборот. Диски соединены при помощи проушин *12*. Последовательно включенные вторичные обмотки трансформаторов *4* и *11* соединены встречно с последовательно включенными вторичными обмотками трансформаторов *8* и *13*, как это показано на рис. V.22, *б*. Обмотки *5* и *10* соединены согласно с обмотками *7* и *14*. Входные клеммы первичных обмоток подсоединены к источнику переменного напряжения. Измеряемое усилие действует только на диск *2*; при этом диск *1* находится в ненагруженном состоянии.

На рис. V.23 показана схема дифференциального преобразователя, выполненного на основе описанного выше магнитоупругого чувствительного элемента. Преобразователь нечувствителен к виб-

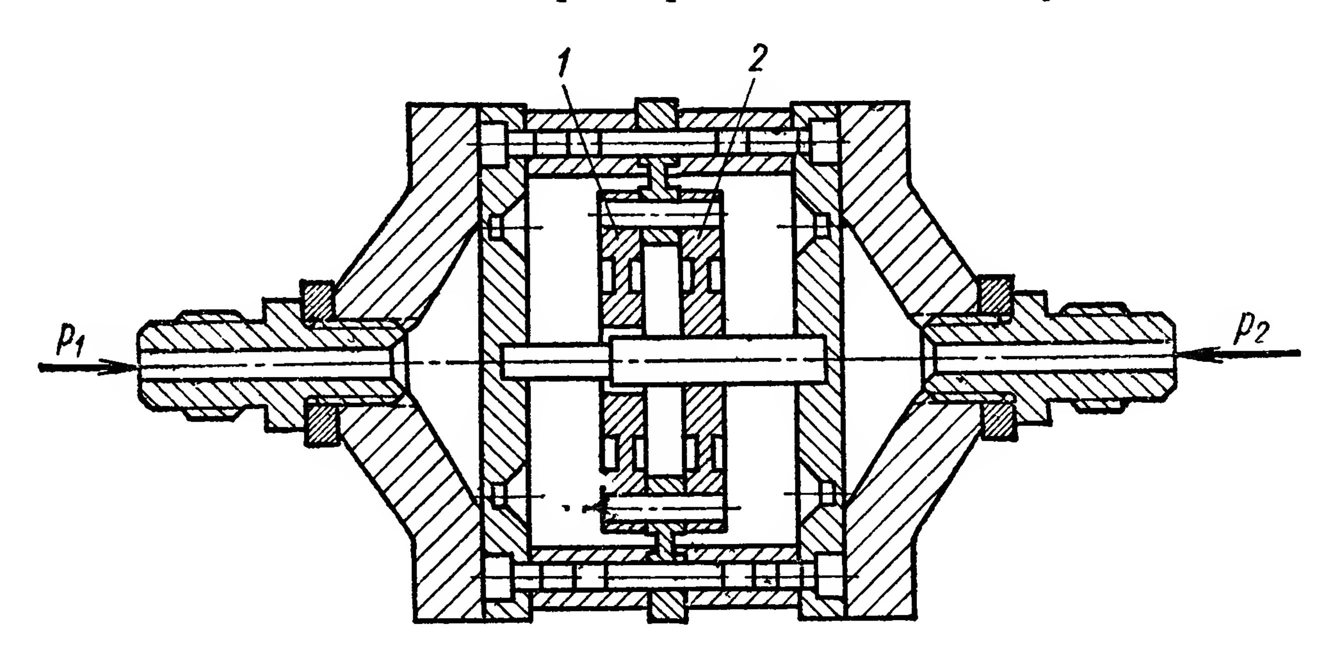


Рис. V.23. Общий вид магнитоупругого преобразователя давления

рационным перегрузкам и ударам, которые одновременно действуют на оба диска *1* и *2* и практически не изменяют его выходного напряжения.

Измерительные устройства с ионизационными преобразователями. Устройство ионизационного преобразователя давления показано на рис. V.24, *а*. Преобразователь состоит из тонкого электрода *2* с игольным острием и второго электрода *1*, который может иметь форму цилиндра, окружающего электрод *2*, или форму диска, расположенного перед игольным острием на расстоянии в несколько миллиметров. Если на электроды подано напряжение $E = (5 \div 10)\ 10^3$ *в*, то вокруг острия возникает коронный разряд и в цепи электродов протекает ток 10 *мка*. Вольт-амперные характеристики коронного разряда (рис. V.24, *б*) различаются в зависимости от того, подан на острие электрода *2* положительный или отрицательный потенциал. Эти характеристики в большой степени зависят от давления. Влияние влажности незначительно; влияние температуры пренебрежимо мало. На характеристику также влияет геометрия игольного острия. Преобразователи, в которых используется коронный разряд, практически безынерционны, что позволяет использовать их для измерения колебаний давления с частотой до ~1 *Мгц*. В диапазоне

от 10^2 до 10^6 *гц* относительная чувствительность не изменяется; частотная характеристика преобразователя горизонтальна во всем диапазоне.

К этой же группе устройств могут быть отнесены устройства с электронными преобразователями. Измерительное устройство с электронным ионизационным преобразователем измеряет общее давление всех газов, присутствующих в смеси. Измерение происходит непрерывно и практически безынерционно. Электронные ионизационные преобразователи могут быть использованы для измерения давлений в диапазоне между 10^{-3} и 10^{-8} *мм рт. ст.* В этом диапазоне величина выходного тока устройства изменяется почти линейно от 10^{-4} до 10^{-9} *а*. При давлениях, больших 10^{-3} *мм рт. ст.*,

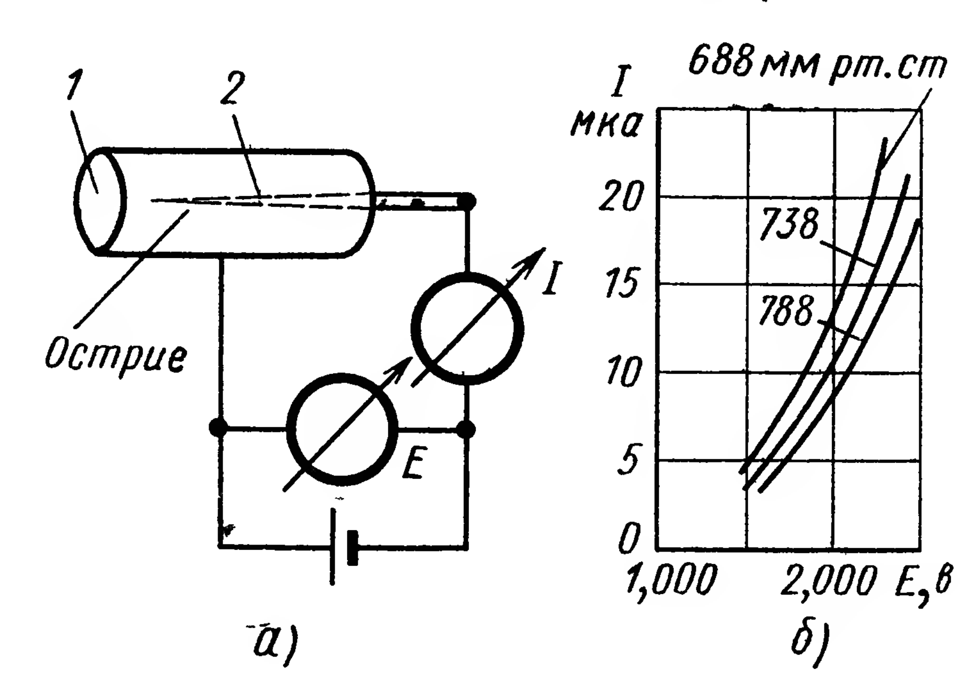


Рис. V.24. Измерительное устройство, основанное на электрическом разряде в газах.

а — схема, *б* — вольт-амперные характеристики коронного разряда для плоского электрода и острия, расположенных на расстоянии 3 *мм*, отрицательный потенциал на острие

количество положительных ионов, ударяющихся о катод, значительно возрастает, что приводит к разогреву катода и может вызвать его разрушение. При давлениях, меньших 10^{-8} *мм рт. ст.*, применение ионизационных преобразователей этого класса затрудняется тем, что удар электронов о сетку вызывает мягкое рентгеновское излучение. Используя очень небольшие аноды в виде проволочки, подвешенной в центре спиральной сетки (нагреватель в этом случае помещается снаружи спиральной сетки), удалось значительно уменьшить составляющую тока от рентгеновского излучения и расширить пределы измерения таких ионизационных преобразователей до 10^{-10} *мм рт. ст.*

Эффективность процесса ионизации неодинакова для различных газов, вследствие этого градуировочные кривые для различных газов существенно отличаются.

4. ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И МАГНИТОСТРИКЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Пьезоэлектрический преобразователь давления. (рис. V.25, *а*) в простейшем исполнении состоит из двух пьезопластин *1*, между которыми расположен металлический электрод *2*, имеющий изолированный вывод *3*. Внешние стороны пьезопластин соединены с корпусом. При сжатии на сторонах пьезопластин, обращенных к центральному электроду, создаются электри-

ческие заряды одинаковой полярности. Полученная э. д. с. пропорциональна измеряемому давлению. Пьезоэлектрический преобразователь давления хорошо регистрирует быстроменяющееся давление, однако постоянное или медленно меняющееся давление измеряется с повышенной погрешностью вследствие стекания электронов с поверхности пьезопластин. Для иллюстрации принципа действия рассмотрим диаграмму (рис. V.25, *б*), на которой представлены осциллограммы измеряемого давления p и напряжения U, развиваемого преобразователем. Величины смещений BB' и $ДД'$ выходного напряжения при постоянном давлении определяются утечкой электронов. Отклонения $ББ'$ и $ГГ'$ определяются инерционностью преобразователя. Рассмотренные искажения сигнала могут быть существенно уменьшены при правильном конструировании прибора.

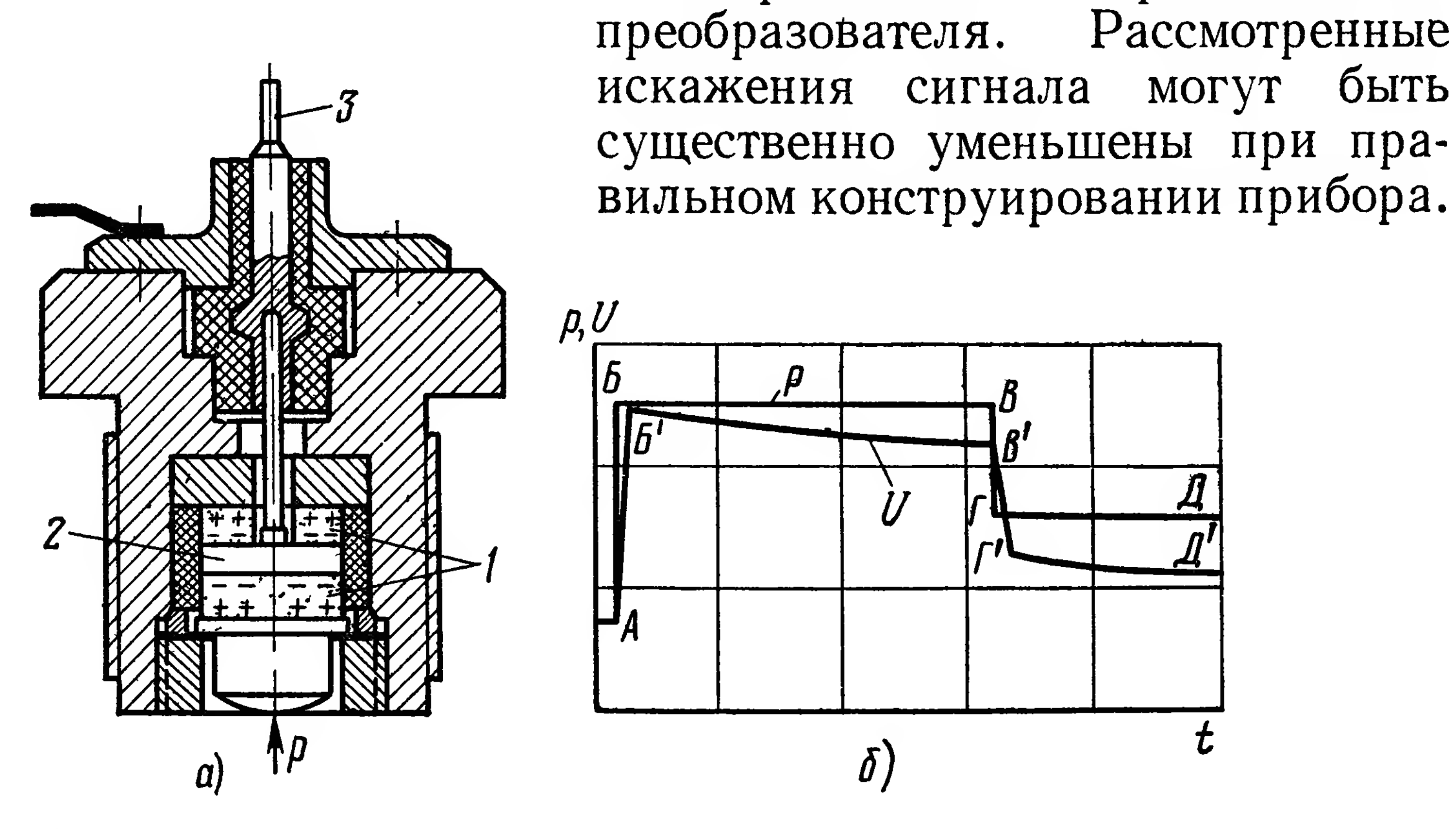


Рис. V.25. Пьезоэлектрический преобразователь давления

а — схема конструкции преобразователя, *б* — диаграммы

Для того чтобы пьезоэлектрический преобразователь хорошо реагировал на низкочастотные изменения давления, необходимо иметь большую величину постоянной времени T его электрической цепи. Для этого необходимо повышать либо емкость C, либо сопротивление R, включенные в электрическую измерительную цепь параллельно пьезопластине. Сопротивление по техническим причинам затруднительно повысить более чем до 10^{12}—10^{14} *ом*. При формировании на пьезопластинах заряда Q напряжение U на конденсаторе может быть определено по следующей формуле: $U=\frac{Q}{C}$. С увеличением возрастает постоянная времени, но при этом величина напряжения соответственно уменьшается. Следовательно, значительное повышение постоянной времени измерительной цепи пьезодатчика за счет увеличения емкости C может привести к необходимости повышения коэффициента усиления усилителя. Чувствительность преобразователя определяется величиной заряда, возникающего на пьезоэлементе при изменении давления на 1 *кг/см*, и зависит от площади мембраны и от распределения давления между пьезопластинами и корпусом. Диаметр мембраны определяется конструктив-

ными размерами и в различных модификациях колеблется от 10 до 30 *мм*. Усилие, воспринимаемое всей площадью мембраны, не полностью передается пьезопластинам. Общие потери измерительного усилия в пьезоэлектрическом элементе составляют около 30—50% и зависят от предварительного сжатия пьезопластин, от конструктивного выполнения мембраны и других причин.

В пьезокварцевом элементе зависимость между формируемым электрическим зарядом и вызывающим его усилием имеет линейный характер, который иногда нарушается в результате изменения распределения усилия между столбиком кварцевых пластин и корпусом преобразователя. Это обычно наблюдается при малых нагрузках и объясняется наличием в силовой цепи преобразователя элементов, имеющих переменную жесткость (резьбы, шаровые опоры и т. д.). Значительного улучшения характеристик можно достичь с помощью предварительного поджатия пьезопластин, величина которого должна составлять примерно 100—200 *кг/см*. Для создания предварительного поджатия могут быть применены тонкостенные упругие цилиндры или цилиндрические пружины.

В последнее время в пьезопреобразователях стали применяться не только пьезопластины, сжимаемые измеряемым усилием, но и тонкие пьезопластины, наклеенные на мембрану и работающие на изгиб.

Пьезоэффект кварцевой пластины существенно уменьшается при увеличении ее температуры выше определенного предела. Пьезоэлектрическая постоянная кварца мало зависит от температуры примерно до 500° С, но при дальнейшем повышении температуры этот параметр начинает уменьшаться и при 573° С кварц полностью теряет пьезоэлектрические свойства. У других пьезокристаллов при увеличении температуры также происходит значительное снижение пьезоэффекта. Наличие различных тепловых деформаций у деталей преобразователя может в большой степени изменить предварительный натяг пьезопластин и тем самым изменить его чувствительность. Для устранения значительного расширения деталей и создания нормальных температурных условий работы для пластин в случае измерения давления в высокотемпературных средах преобразователь снабжается водяным охлаждением.

Частота собственных колебаний кварцевой пластины $f_{соб}$ в зависимости от ее толщины h в *мм* может быть приблизительно определена по формуле

$$f_{соб} = \frac{2730}{h} \; кгц. \qquad (V.17)$$

Толщина применяемых кварцевых дисков редко превышает 4 *мм*. При этой толщине частота собственных колебаний пластины составляет примерно 680 *кгц*, что определяет очень высокие динамические свойства пьезоэлектрических преобразователей. Однако конструктивное выполнение преобразователя (способ нагружения пьезопластин и способ их закрепления) в значительной степени изме-

няет частоту собственных колебаний пьезопластины, причем на частотной характеристике преобразователя может быть несколько максимумов, соответствующих различным резонансным частотам.

Пьезоэлектрические преобразователи давления обладают более высокими динамическими свойствами, чем другие типы преобразователей, что позволяет использовать их для преобразования быстроменяющихся давлений. Для преобразования медленно меняющихся давлений используются пьезоэлектрические датчики, в которых применяется дополнительный пьезоэлемент, работающий в режиме возбуждения. Этот пьезоэлемент расположен последовательно с измерительным пьезоэлементом и производит модуляцию передаваемого на него усилия. Пьезоэлектрические преобразователи без модуляции (нагрузки), мало пригодны для измерения нестационарных давлений, имеющих постоянную составляющую. В этом случае заряд, появившийся на пьезокварцевых пластинах под действием постоянной составляющей, через некоторое время стекает, и преобразователь будет реагировать только на переменную составляющую.

Как отмечалось выше, для измерения давлений в открытых газовых и жидких средах используются бескорпусные пьезоэлектрические преобразователи. На рис. V.16 показан бескорпусный пьезопреобразователь, в котором применены четыре пьезопластины, соединенные параллельно. В качестве пьезопластин использованы диски из турмалина диаметром 12 *мм*, плоские поверхности *4* которых покрыты серебром, а цилиндрические — слоем изоляции *3*. Четыре пьезоэлемента *1* соединены попарно одноименными полюсами, и каждая пара пьезоэлементов одноименными полюсами присоединена к центральной несущей пластине *2*. При этом пьезоэлементы расположены вплотную друг к другу и к центральной пластине. Несущая пластина прикреплена к металлической трубке, внутри которой проходит коаксиальный кабель, соединенный с выводом от пьезоэлементов.

После сборки и монтажа элементы покрываются специальной резиновой массой, которая после застывания полностью герметизирует их. Преобразователь рассчитан на измерение давлений, имеющих амплитуды до 6000 *кг/см*. Диаметр пьезопластин выбирается в зависимости от конкретных условий измерения, но при уменьшении размеров уменьшается чувствительность преобразователя.

Магнитострикционные преобразователи. В устройствах этой группы используется эффект изменения магнитной проницаемости сердечника катушки в зависимости от его деформации. У такого преобразователя на сердечнике располагаются две обмотки: намагничивающая и измерительная. Через намагничивающую обмотку пропускают постоянный ток для создания постоянного магнитного потока в сердечнике. При приложении давления к сердечнику изменяется коэффициент его магнитной проницаемости, а во второй обмотке из-за изменения величины магнитного потока индуцируется

э. д. с. Верхний предел частотного диапазона такого устройства несколько выше, чем в случае применения переменного намагничивающего напряжения.

Для изготовления сердечников магнитострикционных (магнитоупругих) преобразователей в основном применяются железоникелевые сплавы (пермаллой), у которых эффект магнитоупругости сравнительно велик. На магнитную проницаемость материала сердечника большое влияние оказывает температура, поэтому при измерении давления в средах с переменной температурой преобразователи должны выполняться по компенсационной схеме или снабжаться охлаждающими устройствами, поддерживающими постоянную температуру магнитного элемента. Недостатком магнитострикционных преобразователей является возрастание влияния магнитного гистерезиса с ростом частоты измеряемых пульсаций, ввиду этого рассматриваемые устройства имеют сравнительно низкий верхний предел частотного диапазона. Недостатком данных устройств является также то, что они в большинстве случаев имеют нелинейную характеристику.

5. РАЗРЯДНЫЕ И РАДИОАКТИВНЫЕ ИОНИЗАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДАВЛЕНИЙ

Разрядные ионизационные преобразователи давления. Устройство такого преобразователя показано на рис. V.26, *а*. К электродам C_1, C_2 и A прикладывается высокое напряжение, которое вызы-

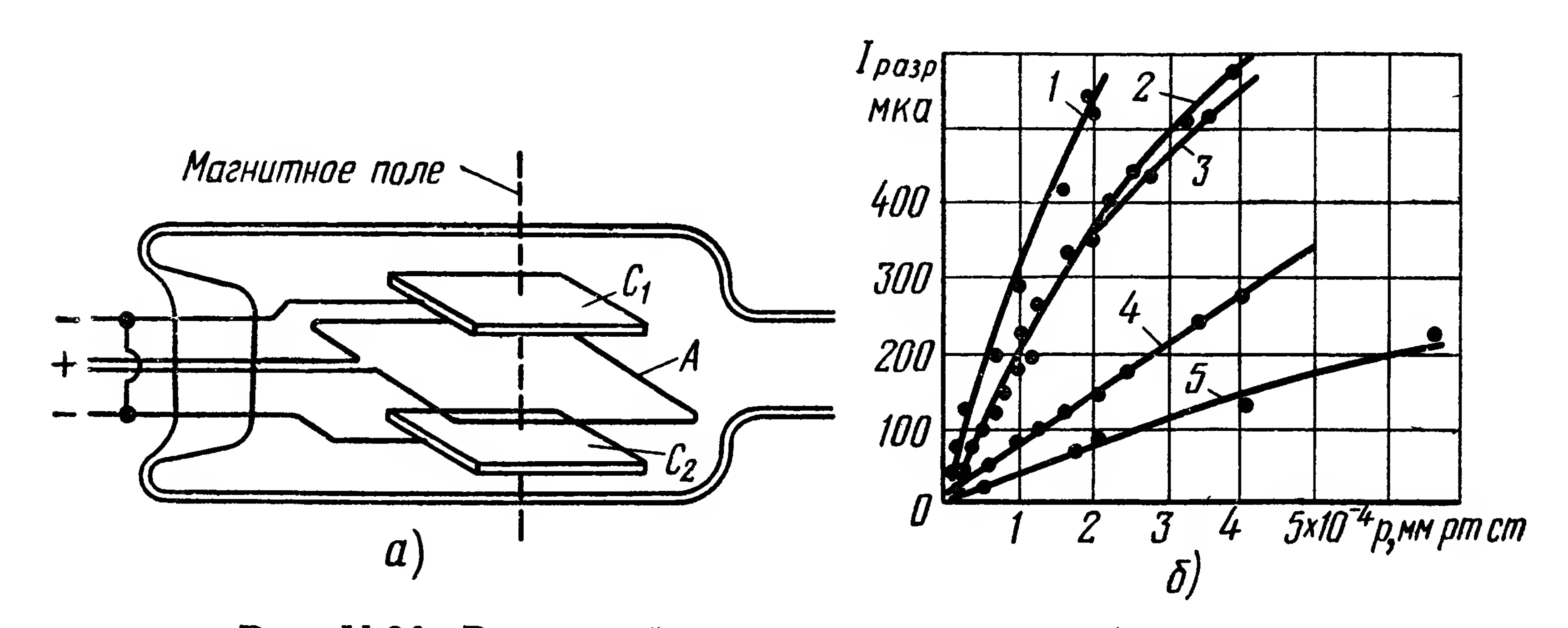


Рис. V.26. Разрядный ионизационный преобразователь:

а — схема устройства, *б* — характеристики: *1* — водяные пары, *2* — смесь азота с воздухом, *3* — кислород, *4* — водород, *5* — гелий

вает разряд в газе, заполняющем баллон. Разрядный ток $I_{разр}$ зависит от типа газа, его давления и от геометрических размеров электродов. Ток можно использовать для определения давления. При давлении ниже 10^{-2} *мм рт. ст.* вероятность соударения ионов с молекулами газа и ионизации становится слишком малой для поддержания разряда. С помощью магнитного поля удается поддерживать разряд при давлениях ниже 10^{-5} *мм рт. ст.* Характеристики

преобразователей для различных газов показаны на рис. V.26, *б*. Диапазон измерения составляет 10^{-3} до 10^{-5} *мм рт. ст.*

В ионизационных преобразователях давления обычно используют постоянное напряжение от 1 до 3 *кв*. Однако можно использовать и переменное напряжение, так как ионизационные манометры обладают выпрямительными свойствами. Для облегчения зажигания разряда в колбу ионизационного преобразователя впаивается дополнительный нагреватель. После включения высокого напряжения на короткое время включают нагреватель, который облегчает возникновение разряда. Напряженность магнитного поля, используемого в различных конструкциях ионизационных преобразователей, колеблется от 300 до 8000 *э*. Точность градуировки 3%.

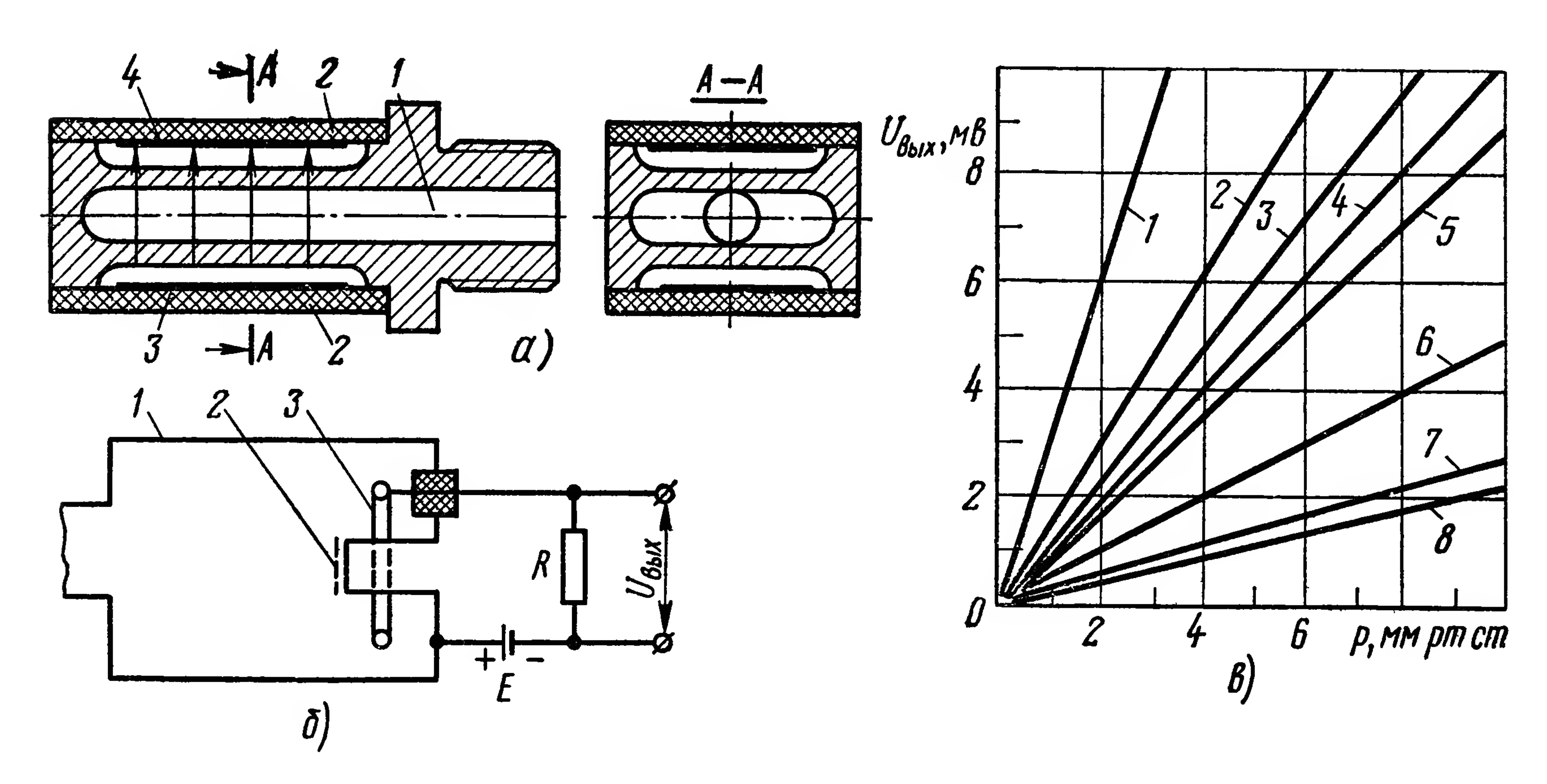


Рис. V.27. Радиоактивный преобразователь давления:

а — схема преобразователя, *б* — схема преобразователя с расположением изотопа в среде; *в* — статические характеристики. *1* — ацетон, *2* — углекислый газ, *3* — аргон, *4* — воздух, *5* — водяные пары, *6* — неон, *7* — водород, *8* — гелий

Этот тип преобразователей давления имеет высокую чувствительность и в комплекте с измерительными устройствами позволяет измерять весьма низкие давления. Так, с помощью преобразователя типа ММ-14 С в комплекте с вакуумметром ВИМ-1 можно производить измерения давления в пределах 10^{-4}—10^{-12} *мм рт. ст.* с погрешностью около 20%.

Радиоактивный ионизационный преобразователь. Принцип его работы основан на изменении величины ионного тока в зависимости от изменения преобразуемого давления. Такие преобразователи в случае использования в качестве ионизатора радиоактивных изотопов могут быть двух типов: с расположением радиоактивного изотопа вне зоны измеряемого давления и с расположением изотопа в зоне измеряемого давления. Преобразователи первого типа предназначены для измерения давления высокотемпературных газовых сред. Устройство их показано на рис. V.27, *а*. Измерительная полость выполняется в виде плоской камеры *1*, которая присоединяется

к исследуемому объему. С двух сторон измерительной полости находятся дополнительные камеры, закрытые крышками *2*. В одной камере располагается радиоактивный изотоп *3*, испускающий γ-лучи, а в другой — пластины измерителя ионизации *4*. Радиоактивное излучение, проходя через две стенки корпуса, ионизирует газ в ионизационном промежутке. Зависимость между ионизационным током I и давлением в измерительной полости датчика можно выразить формулой

$$I = I_0 e^{-\mu p}, \qquad (V.18)$$

где μ — коэффициент поглощения γ-излучения измеряемой средой;

I_0 — ток при начальном давлении p_0.

Чем выше измеряемое давление, тем бо́льшая часть излучения поглощается газом и тем меньшая ионизация будет в ионизационной камере. Получаемый ионный ток усиливается и может быть использован в системах регулирования и управления.

Существенным недостатком данного устройства является то, что наибольшая часть γ-излучения поглощается стенками камеры и лишь небольшая часть — газом, давление которого измеряется. Ввиду этого изменение плотности газа слабо сказывается на изменениях ионного тока.

Для преобразования давлений низкотемпературных газов может применяться ионизационный преобразователь с расположением изотопа непосредственно в исследуемой среде. Такой преобразователь показан на рис. V.27, *б*. В корпусе *1* манометра находится радиоактивный источник *2*, испускающий α-частицы, которые ионизируют газ. Число ионов прямо пропорционально давлению газа, так как длина свободного пробега α-частиц больше размеров камеры. Ионы, попадая на электрод *3*, создают ток от $\sim 10^{-13}$ до 10^{-9} *а*. Для измерения таких малых токов используется электрометр, измеряющий падение напряжения на сопротивление R. Статические характеристики линейны. Точность измерения около 2%. Наклон характеристики различен для разных газов (рис. V.27, *в*). Преобразователь давления типа ПМР-2, выпускаемый промышленностью, в комплекте с вакуумметром типа ВР-3 позволяет измерять давление в пределах 10^2—$5 \cdot 10^{-3}$ *мм рт. ст.* с погрешностью 1,5%.

Радиоактивные ионизационные преобразователи давления можно использовать в диапазоне от 10^3 до 10^{-3} *мм рт. ст.* При более низких давлениях газа средняя длина свободного пробега α-частиц значительно превышает размеры сосуда, поэтому вероятность столкновения с молекулами газа уменьшается и ток ионизации очень мал. Возникновение мягкого рентгеновского излучения и электронная эмиссия анода ограничивают используемый диапазон измерений.

6. ЭЛЕКТРОННЫЕ И ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДАВЛЕНИЙ

Электронные преобразователи давления имеют: стеклянный баллон, в котором размещены катод, эмиттирующий электроны, сетка, окружающая катод, и анод, охватывающий сетку (рис. V.28). На сетке поддерживается положительный потенциал (от 100 до 200 *в*) по отношению к катоду, потенциал анода отрицательный (от 2 до 5 *в*).

Электроны, эмиттируемые катодом, ускоряются сеткой. Соударяясь с молекулами газа в баллоне, электроны ионизируют их. Положительные ионы, образующиеся в пространстве между сеткой и анодом, собираются отрицательно заряженным анодом; положительные ионы, образующиеся в пространстве между катодом и сеткой, будут перемещаться обратно к катоду. Электроны и отрицательные ионы собираются положительной заряженной сеткой.

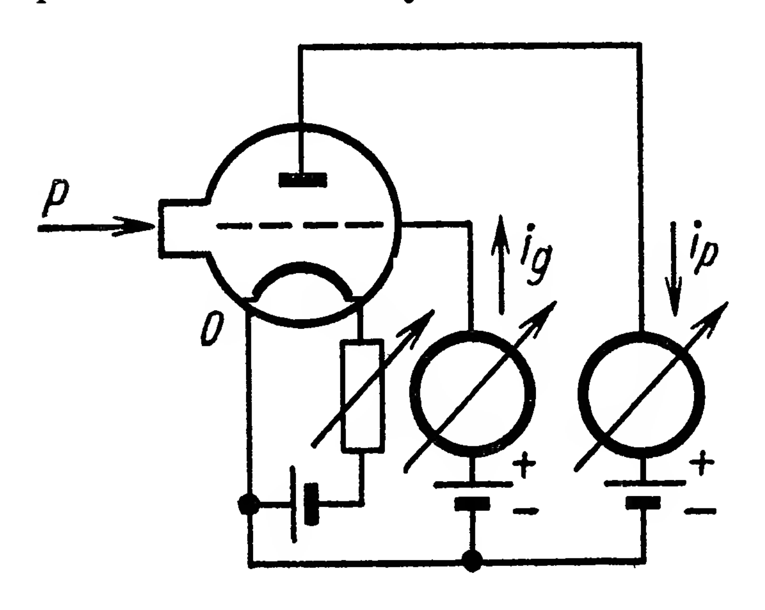


Рис. V.28. Схема электронного преобразователя давлений

Скорость образования ионов пропорциональна количеству газа в баллоне и числу электронов, необходимых для ионизации газа. Отношение количества положительных ионов, т. е. анодного тока i_p^+ к току сетки i_g^-, является мерой давления p внутри баллона манометра:

$$p = k\frac{i_p^+}{i_g^-}, \qquad (V.19)$$

где k — постоянная, зависящая от геометрии манометра, природы газа и рабочего напряжения.

Наиболее часто используется электронный преобразователь давления типа ЛМ-2. Катод лампы изготовлен из вольфрамовой проволоки диаметром 0,1 *мм*. Около катода расположен анод, выполненный в виде редкой сетки из молибденовой проволоки диаметром 0,2 *мм*. Снаружи расположен ионный коллектор, имеющий форму цилиндра. Пределы измерения 10^{-1}—10^{-7} *мм рт. ст.*, погрешность около 15%.

Термические преобразователи используются в основном для непосредственного измерения давлений, меньших атмосферного (вакуумные манометры, вакуумметры). Термические преобразователи, показанные на рис. V.29, *а*, *б*, состоят из тонкой проволоки (нагревателя) диаметром 0,025 *мм*, укрепленной в стеклянной или металлической трубке. Через нагреватель пропускают ток $i_н$, равный 10—100 *ма*; при этом его температура составляет 75—400 °С. Трубка с нагревателем соединяется с системой, в которой контролируется давление. Установившаяся температура нагревателя будет зависеть от теплопроводности газа, окружающего нагреватель. При

атмосферном давлении теплопроводность газов не зависит от их давления. Однако при давлении ниже 10 *мм рт. ст.* теплопроводность газов начинает понижаться при понижении давления. Молекулы газа, ударяющиеся о нагреватель, переносят энергию от нагревателя к стенкам трубки; при этом установившаяся температура нагревателя определяется скоростью, с которой газовые молекулы сталкиваются с ними. При понижении давления нагреватель будет терять тепло медленно, так как в газе с понижением давления будет уменьшаться число молекул, способных переносить тепло; соответственно температура нагревателя будет повышаться.

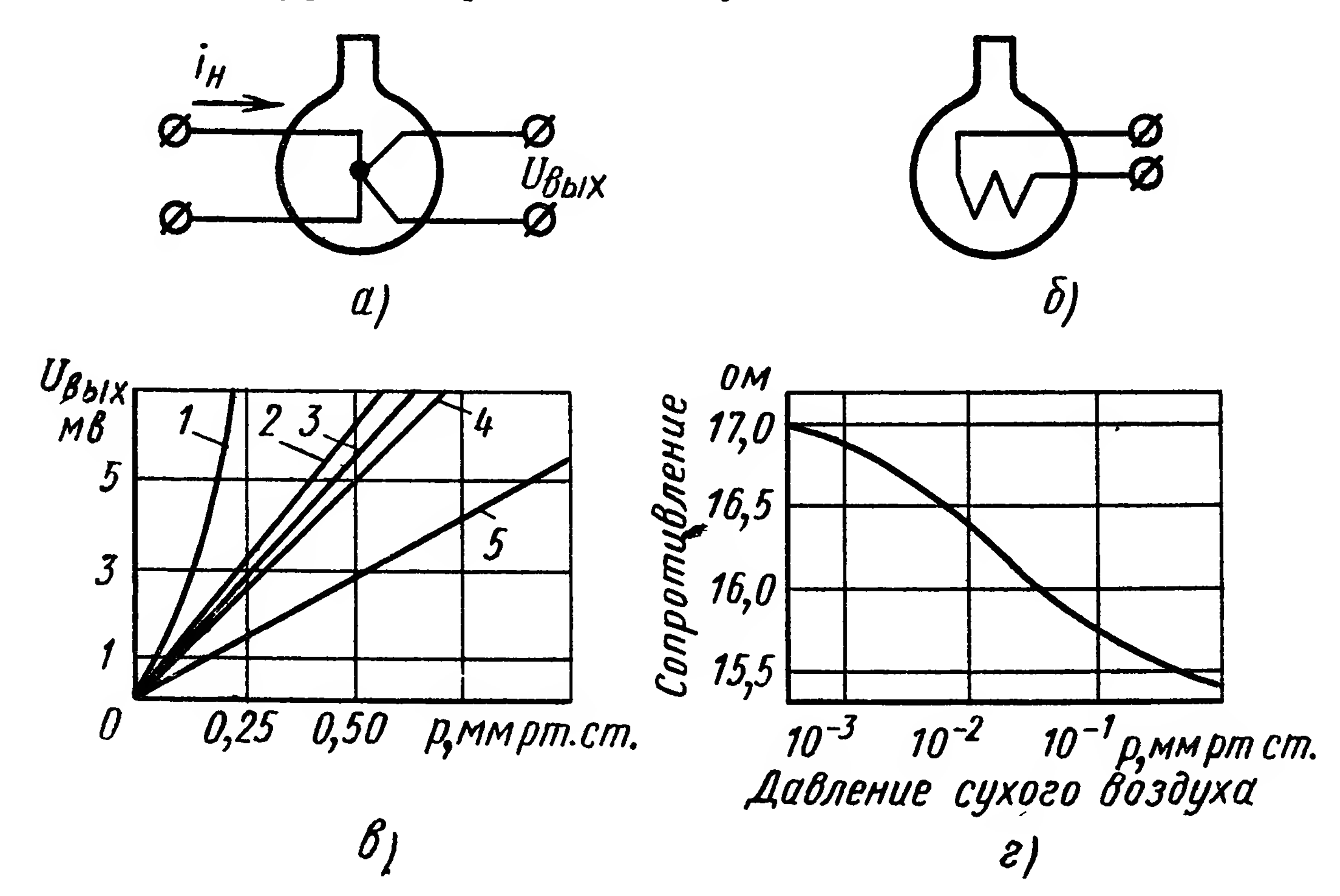


Рис. V.29. Принцип работы термического преобразователя давлений.

а, б — схемы конструкций, *в, г* — характеристики· *1* — водород, *2* — гелий, *3* — воздух, *4* — водяные пары, *5* — аргон

Охлаждение нагревателя — это не только результат передачи тепла через газ. Дополнительное охлаждение нагревателя из-за теплоизлучения и передачи тепла через вводы нагревателя снижает относительное значение изменения температуры нити за счет снижения давления. При давлении менее 10^{-3} *мм рт. ст.* потери тепла из-за теплоизлучения и передачи тепла через вводы нагревателя становятся больше, чем потери тепла за счет теплопроводности газа.

Температуру нагревателя можно измерить двумя способами: термопарой, укрепленной на нагревателе и создающей выходное напряжение, пропорциональное температуре нагревателя (рис. V.29, *а*), или посредством измерения сопротивления нагревателя (рис. V.29, *б*). Нити нагревателей изготовляют из чистых металлов с большим температурным коэффициентом сопротивления, например из вольфрама или платины.

Промышленность выпускает термический преобразователь давления типа МТ-6, в качестве нагревателя в нем используется вольф-

рамовая проволока. Преобразователь МТ-6 предназначен для работы в режиме постоянной разности температур нити и баллона, равной 200 °С, и используется в комплекте вакуумметра ВСБ-1. Вакуумметр имеет два диапазона измерения давления: 30—0,7 *мм рт. ст.* и 0,7—10^{-2} *мм рт. ст.*; относительная погрешность измерения давления при температуре окружающей среды 20 ± 5 °С не превышает ±40%. Прибор работает следующим образом: преобразователь МТ-6 включен в плечо моста постоянного тока; при изменении температуры нити (давления) в диагонали моста возникает напряжение разбаланса, которое воздействует на генератор, питающий мост; при этом изменяется величина тока, протекающего через нить, а следовательно, и ее температура, и параметры моста принимают исходные значения.

На рис. V.29, *в*, *г* показаны типичные характеристики термических вакуумметров. Так как различные газы имеют разную теплопроводность, характеристики для каждого газа различны. Тепловые манометры показывают общее давление, т. е. сумму всех парциальных давлений газов, присутствующих в смеси. Обычные пределы измерения теплового манометра от 1 до 10^{-3} *мм рт. ст.* Работа манометра во всем диапазоне измерения вызывает изменение сопротивления на 10% (от 15,5 до 17 *ом*). Время, необходимое для установления равновесного состояния, колеблется от нескольких секунд до минут.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Агейкин Д. И., Костина Е. Н. и Кузнецова Н. И.** Датчики контроля и регулирования М , Изд-во «Машиностроение», 1965, 928 с.

2 **Гуревич М. А.** О расчете емкостного датчика давления Научно-технический информационный бюллетень «Физико-математические науки» Издание Ленинградского политехнического ин-та им Калинина. 1957, № 12.

3 **Катыс. Г. П.** Методы и системы автоматического контроля нестационарных параметров и параметрических полей. М , Машгиз. 1963, 359 с.

4. **Курт С. Л.** Приборы для научных исследований М , Изд-во «Машиностроение», 1964.

5. **Лялин В. Г.** Новый метод модуляции пьезоэлектрических датчиков давления Известия высш учебн заведений, «Машиностроение», 1958, № 7—8.

6. **Kirsch R.** Uberlegungen zum dynamishen Ubertragungsverhalten eines mebumformers mit Kraftvergleish «Regelungstechnik», 1969, v 17, n. 4, p. 149—153

7. **Survey** of Pressure Tranducers «Engineering Material and Design» 1968, v. 11, N 2, p. 221—225.

8 **Wanson** Roger Integrated Transducer with Pulsemodulated Output. «Elektron — Technol » (USA) 1966, v. 78, N 3.

ГЛАВА VI

УСТРОЙСТВА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ РАСХОДА

Различные типы устройств, предназначенных для измерения расходов (расходомеры), могут быть разделены на два больших класса: объемные и массовые. К классу объемных относятся следующие устройства: тахометрические, ультразвуковые, индукционные, тепловые, оптические, а также устройства, создающие различные метки в измеряемом потоке, и др.

Тахометрические расходомеры с различными устройствами регистрации числа оборотов ротора получили широкое распространение в разных областях техники. Эти устройства пригодны для измерения расходов различных веществ вне зависимости от их физических свойств.

Ультразвуковые расходомеры являются достаточно перспективными. В настоящее время определилось четыре направления разработки таких устройств: а) определение скорости потока по времени распространения ультразвуковых колебаний; б) определение скорости потока по фазовому сдвигу ультразвуковых колебаний; в) определение скорости потока по частоте следования пачек ультразвуковых колебаний; г) определение скорости потока путем дифференциального включения двух приемных ультразвуковых преобразователей. Эти расходомеры являются универсальными и могут применяться для контроля различных жидкостей, за исключением только некоторых особенно вязких жидкостей.

Индукционные расходомеры применяются для контроля расходов проводящих жидкостей. Они обладают значительными преимуществами, однако область их применения ограничивается только проводящими жидкостями.

Для измерения расходов ряда веществ находят широкое применение тепловые расходомеры, которые имеют много разновидностей.

Оптические расходомеры основаны на использовании эффектов Допплера, Френеля и др. Расходомеры, в которых для измерения скорости потока используются специальные отметки, составляют отдельную группу. Эти расходомеры имеют достаточно сложные схемы, но в ряде специальных случаев только с их помощью можно измерить скорость потока.

Отдельную группу составляют расходомеры, определяющие расход по скоростному напору. Принципы измерения, используемые

в этих расходомерах, позволяют определять объемные расходы веществ в нестационарных потоках. Для измерения массовых расходов по показаниям таких устройств необходимо знать изменение плотности измеряемого вещества. Для этого в некоторых расходомерах данной группы применяется совместное включение датчиков плотности и расхода. Такие системы позволяют измерять массовые расходы.

Самостоятельный класс составляют так называемые инерционные массовые расходомеры, в которых для формирования в потоке инерциальных усилий, пропорциональных массовому расходу вещества, потоку придаются дополнительные движения. Для этой цели в потоке устанавливаются вращающиеся или колеблющиеся элементы, на которых измеряются возникающие усилия. Показания таких расходомеров пропорциональны массовому расходу вещества и не зависят от его физических свойств.

1. ТАХОМЕТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА (РАСХОДОМЕРЫ)

Тахометрические расходомеры с электромагнитными передающими преобразователями. Тахометрические расходомеры относятся к скоростным расходомерам, в которых для создания момента на крыльчатке или другой подвижной части используется кинетическая энергия измеряемого потока. При измерении нестационарных потоков на скорость вращения крыльчатки оказывают влияние два основных фактора: изменение скорости потока и изменение его плотности. Для ряда технических задач и особенно для несжимаемых жидкостей в некоторых случаях влиянием изменений плотности можно пренебречь и учитывать только изменения скорости потока.

Принцип работы крыльчатых расходомеров заключается в следующем. В измеряемый поток помещается легкая сбалансированная крыльчатка, вращающаяся в подшипниках, обладающих малым трением. Крыльчатка под давлением движущегося потока совершает вращательное движение. При стационарном режиме скорость ее вращения пропорциональна скорости потока. Конструктивно крыльчатка может быть выполнена аксиальной или тангенциальной (рис. VI.1). Измерение числа оборотов крыльчатки производится с помощью различных преобразователей: электромагнитных, фотоэлектрических, радиоактивных, электрических и др. Получаемый на выходе датчика пульсирующий электрический сигнал, число пульсаций которого в единицу времени пропорционально числу оборотов крыльчатки, после усиления подается на частотомер; выходной сигнал последнего в дальнейшем используется в системе регулирования или управления.

По типу преобразователя вращательного движения в электрические импульсы электромагнитные крыльчатые расходомеры можно разделить на магнитоиндукционные, индукторные и магнитоэлектрические.

Магнитоиндукционный тахометрический расходомер изображен на рис. VI.2, *а*. На корпусе расходомера, изготовленном из немагнитного материала, расположены две последовательно соединенные обмотки, которые помещены в магнитное поле постоянного магнита. Вращающаяся крыльчатка, выполненная из ферромагнитного ма-

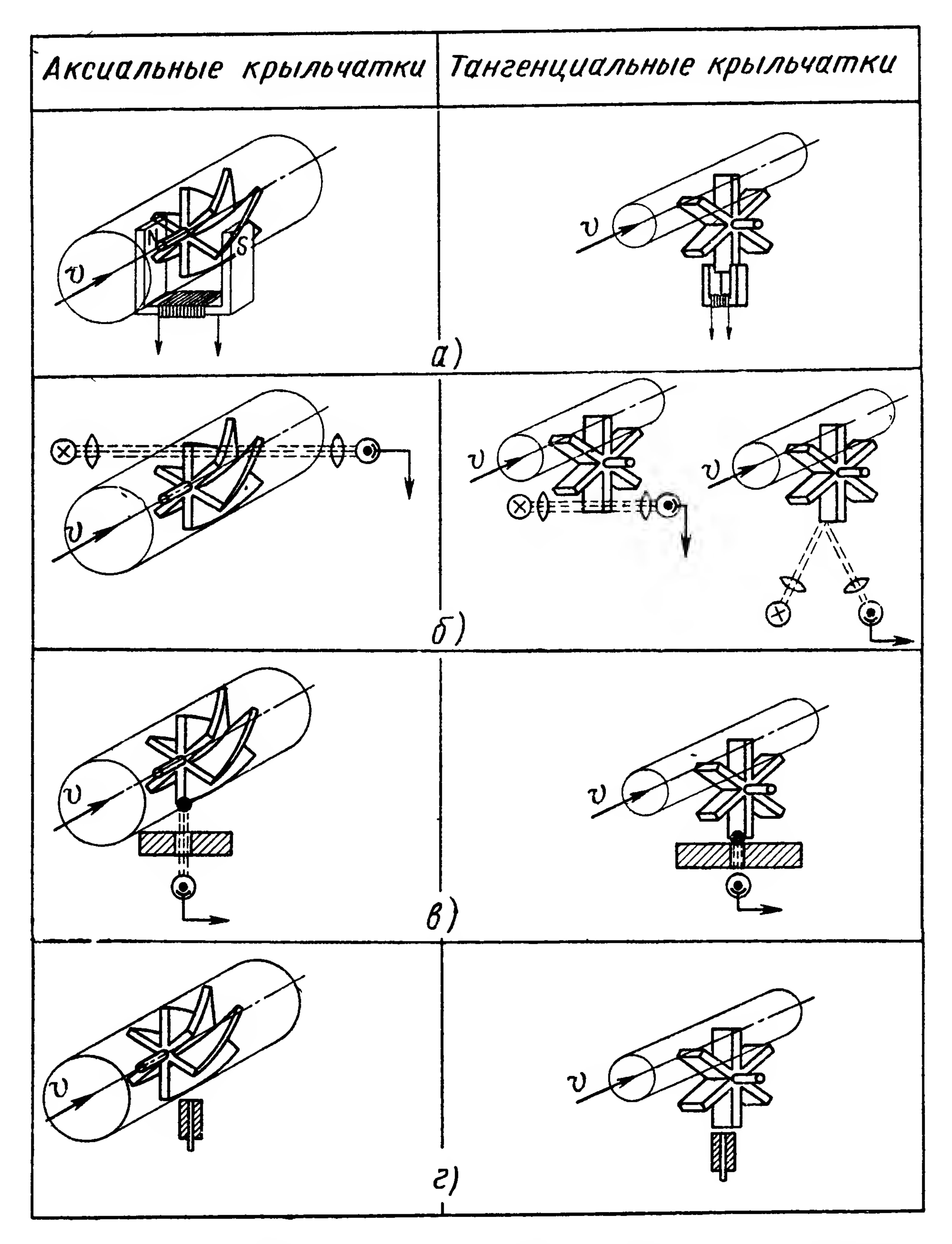


Рис. VI.1. Различные способы измерения оборотов роторов в турбинных расходомерах.

а — магнитный, *б* — оптический, *в* — радиоактивный, *г* — электрический

териала, циклически изменяет сопротивление магнитной цепи. Это приводит к индуктированию в катушках пульсирующей э. д. с.

В индукторных тахометрических расходомерах (рис. VI.2, *б*) трубопровод *1* охватывается кольцевой магнитной системой, состоящей из двух постоянных магнитов *2* и двух сердечников из магнитомягкого материала *3* с обмотками *4*. При движении крыльчатки *5* каждая пара магнитопроводящих лопастей попеременно будет занимать положение между одной или другой парой полюсов, вследствие чего направление магнитного потока в магнитопроводах будет

меняться, а в катушках наводиться э. д. с., частота которой будет также пропорциональна скорости крыльчатки. Индукторное тахометрическое устройство дает значительно больший сигнал, чем

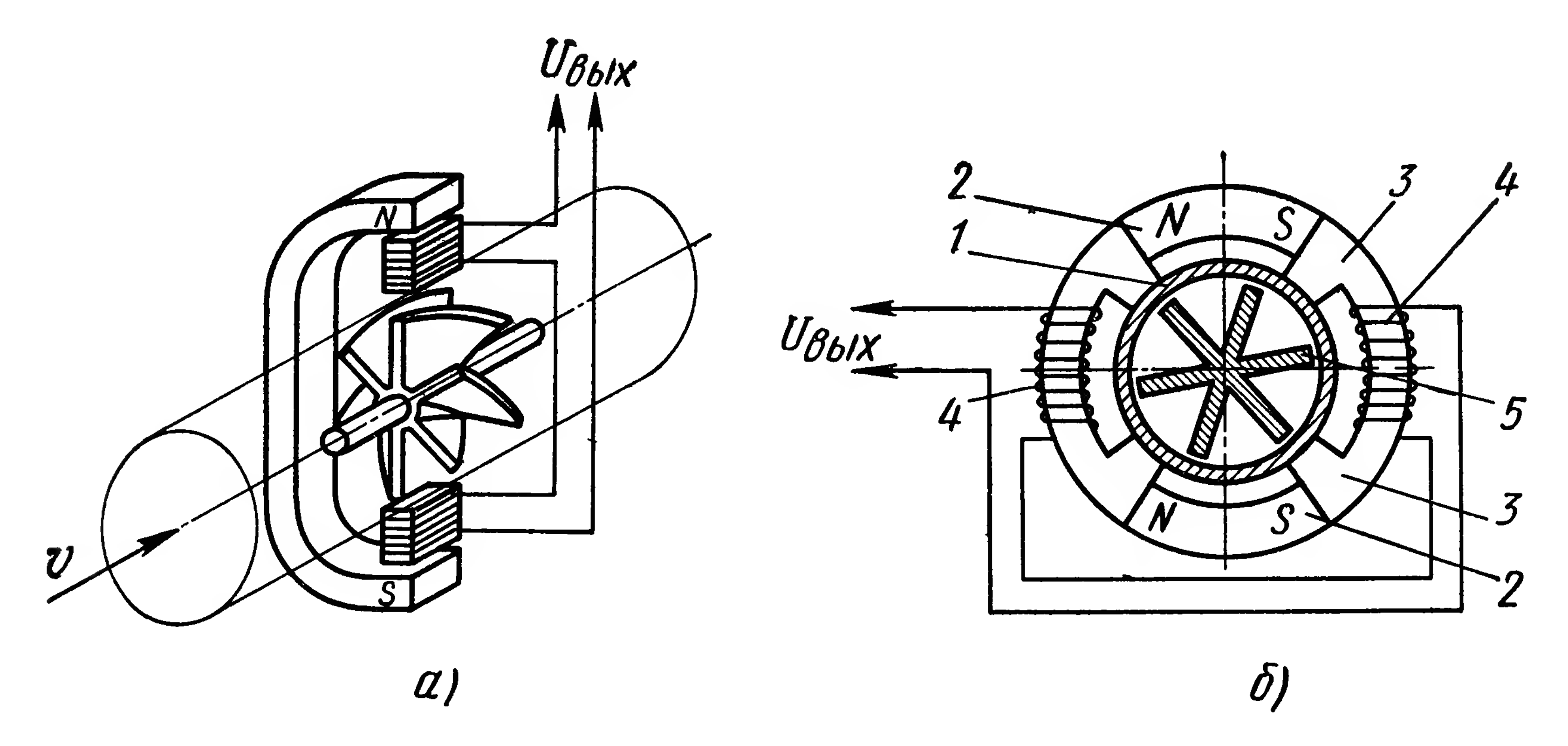


Рис. VI.2. Принципиальные схемы аксиальных крыльчатых расходомеров:
а — с магнитоиндукционным тахометрическим преобразователем, *б* — с индукторным тахометрическим преобразователем

магнитоиндукционный узел при одинаковом тормозном моменте на крыльчатку.

Принцип действия магнитоэлектрических измерителей расхода аналогичен общеизвестному принципу действия магнитоэлектрических генераторов.

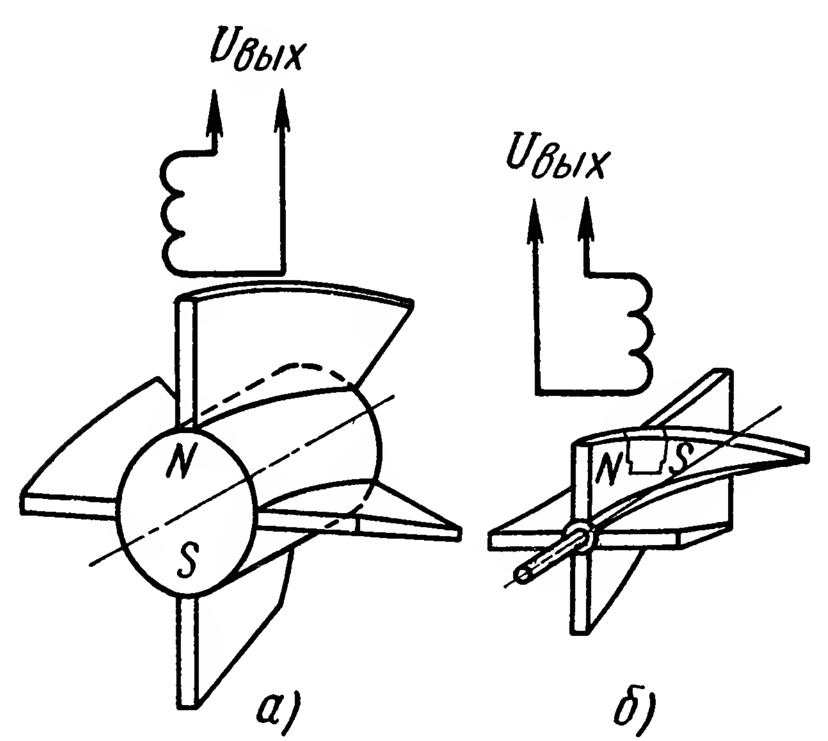


Рис. VI.3. Принципиальные схемы аксиального крыльчатого расходомера с магнитоэлектрическим преобразователем·
а — в корпусе крыльчатки, *б* — на лопасти

При вращении постоянного магнита его поток периодически изменяется в пространстве, а в обмотке наводится э. д. с. с частотой $x = pn/60$, где p — число пар полюсов, n — скорость вращения крыльчатки.

В магнитоэлектрической системе основным преобразующим элементом является постоянный магнит, размещаемый в корпусе крыльчатки (рис. VI.3, *а*), или на одной из ее лопастей (рис. VI.3, *б*).

Динамические свойства тахометрического расходомера при оптимальном выполнении крыльчатки, когда вес, момент инерции и трение минимальны, определяются числом импульсов и тормозящим влиянием магнитного поля. При этом более рационально получать на первичном преобразователе сигнал малой величины и затем его усиливать, так как в данном случае происходит меньшее

демпфирование крыльчатки за счет действия тахометрического устройства.

К этой же группе тахометрических расходомеров может быть отнесен измеритель объемного расхода жидкости, в котором в качестве подвижного элемента применен шарик, совершающий под действием потока планетарное вращательное движение. Жидкость поступает во внутреннюю полость корпуса через тангенциальные отверстия или через неподвижный шнек. В полости корпуса расположен шарик. Жидкость приобретает угловую скорость ω, пропорциональную объемному расходу Q, и увлекает шарик во вращательное движение. При этом

$$\omega = \frac{Q}{n \frac{\pi d^2}{4} R}, \qquad \text{(VI.1)}$$

где d — диаметр входных отверстий в *м*;

n — их число;

R — радиус, на котором расположены входные отверстия в *м*.

Скорость вращения шарика регистрируется магнитоиндукционным преобразователем. Шарик желательно выполнять составным из стального сердечника и пластмассовой оболочки.

Измерение скорости вращения крыльчатки, на которой установлен постоянный магнит, может быть также выполнено с помощью полупроводникового элемента Холла. Последний не создает тормозящего момента, так как источником энергии измерительного сигнала является постоянный ток питания. Однако элемент Холла чувствителен к изменению температуры и при длительном нагреве выше 40—50° С выходит из строя.

Тахометрические расходомеры с оптическими преобразователями. Для измерения скорости жидкости, обладающей достаточной прозрачностью, могут быть применены измерительные устройства с фотоэлектрическими преобразователями. В этих расходомерах измеритель числа оборотов ротора основан на оптическом принципе (рис. VI.1, *б*). Крыльчатка (тангенциальная или аксиальная) при вращении пересекает своими лопастями световой луч, идущий от лампочки накаливания на фотоэлемент, попеременно открывая и закрывая доступ света к фотоэлементу. В результате на электродах фотоэлемента возникает пульсирующий электрический ток, частота которого пропорциональна расходу жидкости через расходомер. Получаемые электрические сигналы соответственно усиливаются и используются далее в управляющих устройствах. На рис. VI.4 показан общий вид одного из таких расходомеров, в котором применен трехфазный фотоэлектрический измеритель оборотов крыльчатки, состоящий из трех фотоэлектрических ячеек. Каждая фотоэлектрическая ячейка смещена по отношению к соседней, что обеспечивает при четырехлопастной крыльчатке также и смещение фаз напряжений этих ячеек на 120°. Все три фотосопротивления включены звездой, и каждое из них соединено со своим

каналом усиления. Таким образом, после усиления формируется сигнал трехфазного тока с частотой, пропорциональной скорости вращения крыльчатки, которая измеряется синхронным магнитоиндукционным тахометром с погрешностью при стационарном расходе 0,5%. В крыльчато-оптическом расходомере крыльчатки выполняются непрозрачными. Верхний предел частотного диапазона таких расходомеров может достигать 80—100 *гц*.

Тахометрические расходомеры с изотопными преобразователями. В одной или нескольких лопастях вращаемой потоком крыльчатки расположены в виде твердой вставки радиоактивные изотопы с γ-излучением. Расходомер снаружи закрыт экраном, не пропускающим радиоактивные излучения. В экране имеется отверстие для

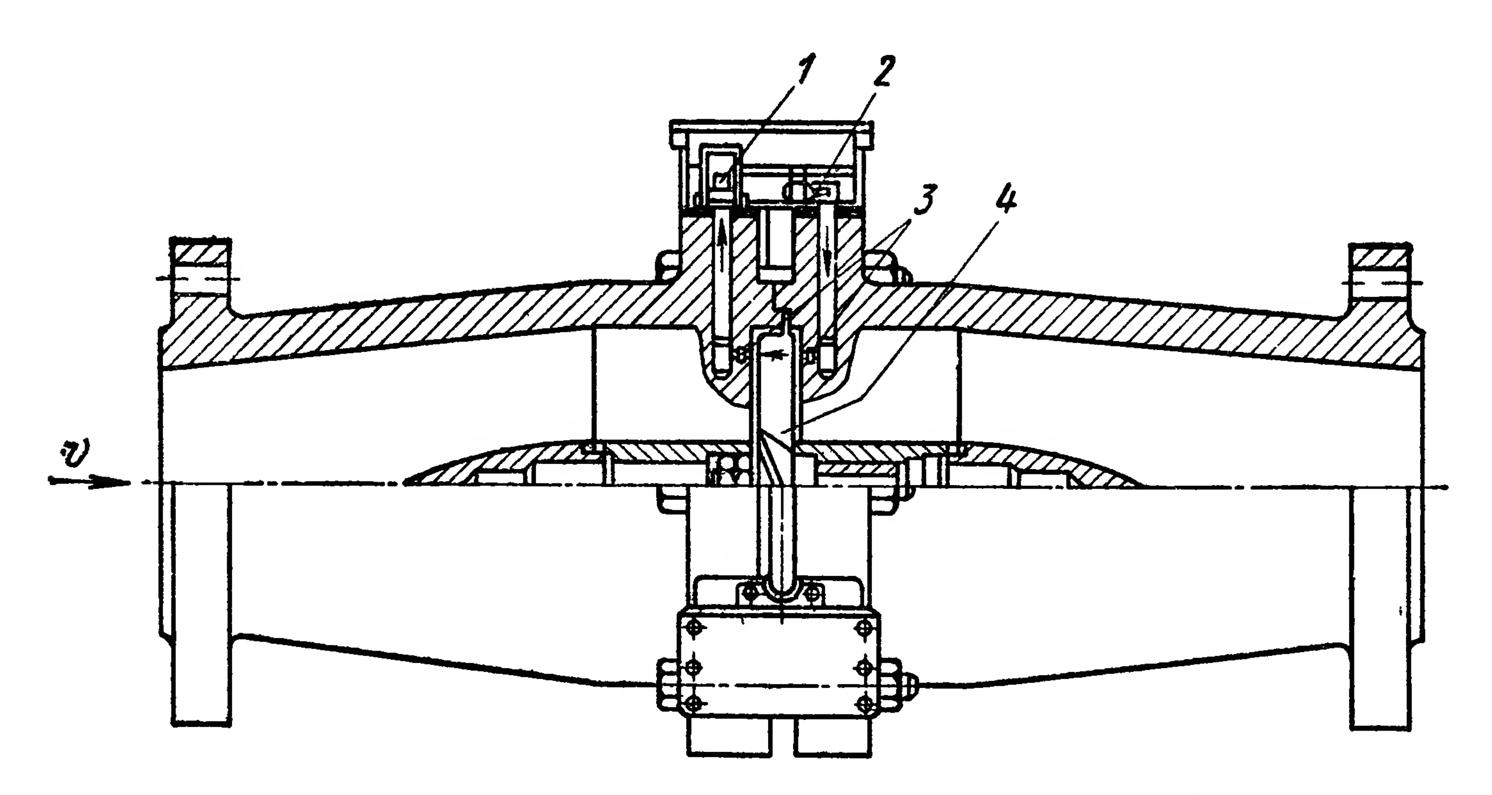


Рис. VI.4 Расходомер с трехфазным фотоэлектрическим преобразователем скорости крыльчатки.

1 — фотоэлемент, *2* — осветитель, *3* — призмы, *4* — крыльчатка

выхода радиоактивных излучений во внешнюю среду (см. рис. VI. 1,*в*). Напротив отверстия расположен индикатор радиоактивных излучений, соединенный с последующим управляющим устройством. В момент, когда лопасть крыльчатки с радиоактивными изотопами располагается на линии, соединяющей отверстие в экране и детектор, радиоактивные излучения воспринимаются счетчиком. Частота импульсов излучений, попадающих на счетчик, определяется скоростью вращения крыльчатки, т. е. расходом жидкости, протекающей через расходомер. При помощи расходомеров можно измерять расходы любых жидкостей, в том числе и непрозрачных (кроме радиоактивных).

Тахометрические расходомеры с непосредственной модуляцией электрического сигнала. Как показано на рис. VI.1, г, аксиальная металлическая крыльчатка вращается на опорах в корпусе. Чувствительным элементом устройства является металлический штифт, изолированный от корпуса. Каждая лопасть крыльчатки при прохождении около штифта импульсно изменяет величину емкости между штифтом и корпусом. Эти изменения емкости преобразуются

в мерительной схеме в пульсирующие сигналы напряжения. Измерительный мост балансируется, когда лопасти крыльчатки находятся на максимальном расстоянии от штифта. Вращение крыльчатки производит модуляцию измерительного сигнала, частота которого пропорциональна скорости вращения крыльчатки, т. е. скорости потока.

Динамические свойства крыльчато-тахометрических расходомеров. Крыльчато-тахометрические расходомеры в определенных диапазонах расходов можно рассматривать как линейные системы. Пропорциональная зависимость выходного сигнала от величины расхода несколько нарушается в области малых расходов, когда существенное значение приобретает механическое трение крыльчатки. На рис. VI.5 показана экспериментальная зависимость выходного сигнала (N — число импульсов на литр) от величины расхода для аксиального турбинно-магнитного расходомера с крыльчаткой диаметром 30 *мм*. Как видно из графика, начиная с некоторых расходов имеется строго линейная зависимость выходного сигнала от расхода; при уменьшении расхода эта зависимость нарушается. В тахометрических расходомерах крыльчатка создает инерционные погрешности, величина которых определяется характеристиками крыльчатки (моментом инерции, размерами, весом, числом лопастей и сопротивлением трению), а также параметрами нестационарного потока. Рассмотрим последовательно влияние перечисленных параметров крыльчатки на динамические погрешности, возникающие при измерении пульсирующих потоков аксиальными турбинными расходомерами [13]. Уравнение для постоянной времени T можно записать в виде

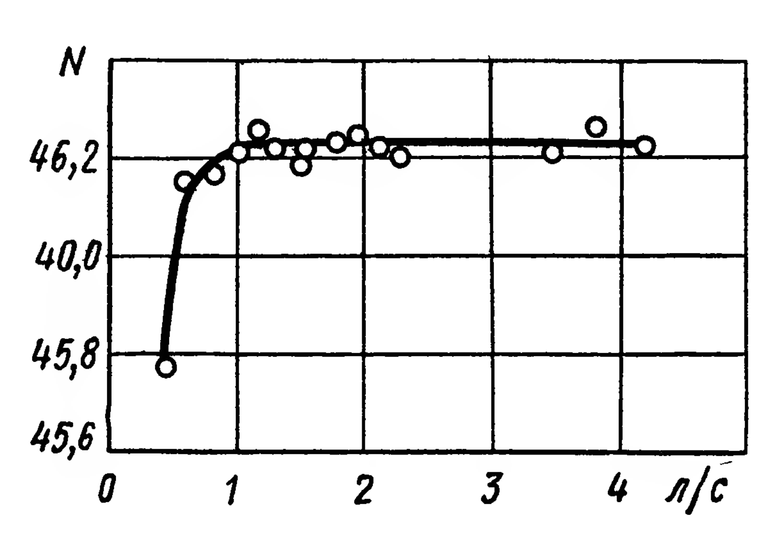


Рис. VI.5. Зависимость величины измерительного сигнала крыльчато-тахометрического расходомера от расхода

$$T=\frac{J\left(1+2\frac{\eta}{A}\right)}{\pi\eta\rho V_2 NLR^2(r_2-r_1)\cos\alpha}, \qquad \text{(VI.2)}$$

где J — момент инерции крыльчатки относительно оси вращения в $м^2 \cdot кг$;

r_1 и r_2 — радиус основания и наружный радиус лопасти крыльчатки в $м$;

ρ — плотность жидкости в $кг/м^3$;

L и R — средняя длина и средний радиус лопасти крыльчатки в $м$;

α — угол наклона лопастей по отношению к оси крыльчатки;

N — число лопастей крыльчатки;

η — коэффициент обтекания лопасти;
V_2 — скорость потока в расходомере в *м/сек*;
A — характеристика лопасти;

$$A = \frac{(r_2 - r_1)^2}{S};$$

S — площадь лопасти крыльчатки в $м^2$.

Отсюда следует, что инерционная погрешность измерения уменьшается:

с уменьшением момента инерции крыльчатки, т. е. ее радиальных размеров и веса;

с увеличением плотности жидкости;

с увеличением скорости потока;

с увеличением числа лопастей крыльчатки (однако в этом случае, так же как и при увеличении L, R и r, будет отрицательно сказываться увеличение момента инерции).

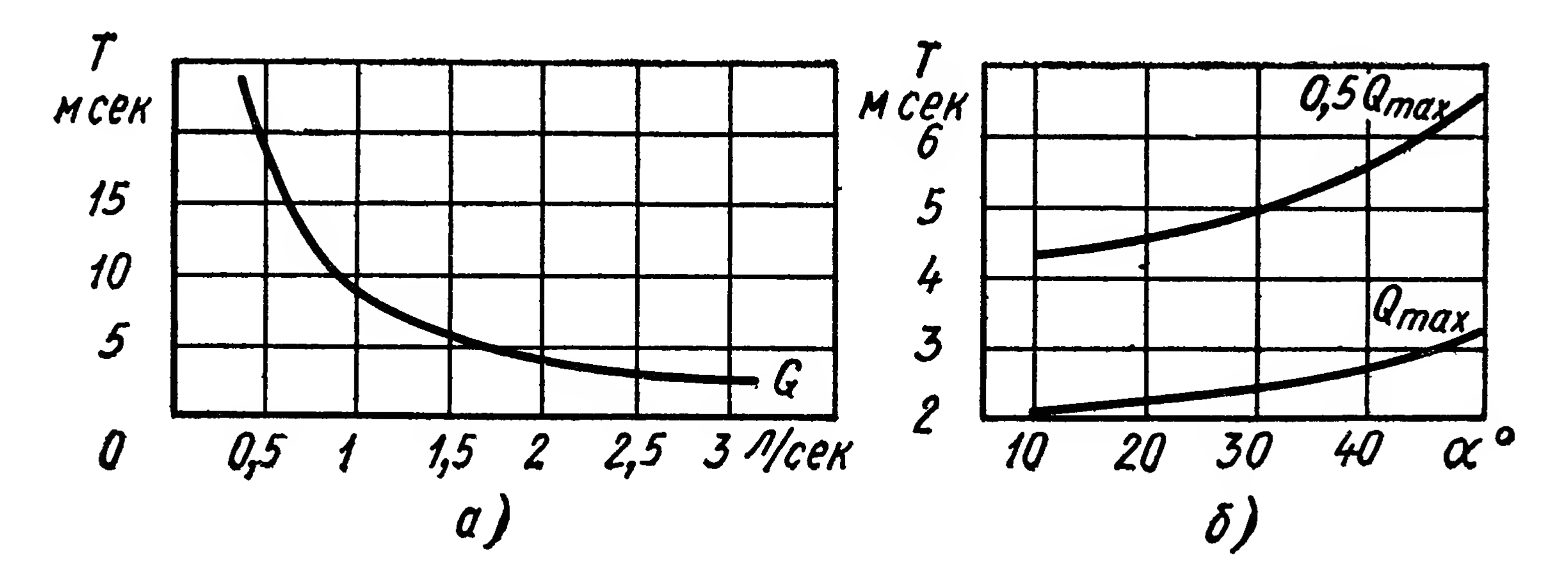


Рис. VI.6. Зависимость постоянной времени аксиальной крыльчатки диаметром 25 *мм*:

а — от величины расхода; *б* — от угла наклона лопастей

На рис. VI.6 показаны графические зависимости, полученные расчетным путем по приведенной выше формуле. Если крыльчатка обтекается несжимаемой жидкостью, то уравнение движения крыльчатки имеет вид

$$J\frac{d\omega}{dt} = (A_1 - A_2)Q^2 - A_3 Q\omega, \qquad \text{(VI.3)}$$

где J — момент инерции крыльчатки в $м^2 \cdot кг$;
ω — угловая скорость вращения крыльчатки в 1/*сек*;
Q — объемный расход в $м^3/сек$;
A_1, A_2, A_3 — постоянные коэффициенты. Эти коэффициенты соответственно равны:

$$A_1 = 2\pi\frac{\rho}{T}\frac{J^*_{ж}}{s_{ж}}\varepsilon_1; \qquad A_2 = \frac{\pi}{4}\lambda_\rho\frac{lJ_н}{T^2_{s_{ж.\,н}}};$$

$$A_3 = \rho\frac{J_{ж}}{s_{ж}}\varepsilon_2, \qquad \text{(VI.4)}$$

Здесь λ — коэффициент сопротивления, являющийся функцией числа Рейнольдса Re;

l — ширина крыльчатки в *м*;

ω — угловая скорость вращения крыльчатки в 1/*сек*;

ρ — плотность жидкости в *кг/м*³;

T — шаг лопасти крыльчатки в *м*;

$J^*_{ж}$ — полярный момент инерции жидкости в сечении потока, перпендикулярного к оси крыльчатки, в *м*⁴:

$$J^*_{ж} = \int\limits_{S_{ж}} r^2 \, dS_{ж}; \qquad \text{(VI.5)}$$

где $S_{ж}$ — площадь сечения потока жидкости, перпендикулярного к оси вращения крыльчатки, в *м*²;

$J_{н}$ — полярный момент инерции жидкости в нормальном сечении

$$J_{н} = \int\limits_{U_{н}} r^2 \, dU_{н}, \qquad \text{(VI.6)}$$

где $U_{н}$ — периметр крыльчатки в нормальном сечении в *м*;

$S_{ж.\,н}$ — площадь проходного сечения крыльчатки в нормальном сечении в *м*²;

r — радиус приложения силы, действующей на лопасть крыльчатки со стороны струи, в *м*;

$$\varepsilon_1 = \frac{\int\limits_{S_{ж}} \frac{k_v^2}{k_\beta} r^2 \, dS_{ж}}{J^*_{ж}};$$

$$\varepsilon_2 = \frac{\int\limits_{S_{ж}} k_v r^2 \, dS_{ж}}{J^*_{ж}}; \qquad \text{(VI.7)}$$

где k_v и k_β — коэффициенты, учитывающие распределение струй при обтекании крыльчатки потоком.

Постоянная времени аксиальной крыльчатки, выраженная через ее конструктивные параметры, имеет вид

$$T = \frac{L}{Q} \frac{S_{ж}}{\xi_2} \cdot \left(\frac{\rho' J^*_{к}}{\rho J^*_{ж}} + \xi_1 \right), \qquad \text{(VI.8)}$$

где L — длина крыльчатки;

ρ' — плотности материала крыльчатки в *кг/м*³;

$J^*_{к}$ — момент инерции плоского сечения крыльчатки, нормального к оси вращения ($J^*_{к} = J^*_0 - J^*_{ж}$, здесь J^*_0 — момент инерции площади круга крыльчатки; $J^*_{ж}$ — момент инерции плоского сечения жидкости, нормального к оси крыльчатки);

ξ_1 — коэффициент присоединенной массы жидкости;

ξ_2 — коэффициент распределения струй потока в каналах крыльчатки.

Погрешность при измерении гармонически изменяющегося расхода зависит от амплитуды и частоты пульсации расхода, а также от нелинейности моментных характеристик крыльчатки и определяется формулой

$$\delta_1 = \frac{\varphi \eta_м}{2} \cdot \frac{\beta^2}{1+\beta^2}, \qquad (VI.9)$$

где φ — относительное изменение оборотов крыльчатки;

$\eta_м$ — коэффициент нелинейности моментных характеристик крыльчатки;

β — коэффициент, учитывающий динамику потока и инерционные качества крыльчатки ($\beta = pT$, где p — частота пульсации расхода).

Движение крыльчатки можно описать линейным дифференциальным уравнением первого порядка с переменными коэффициентами [3].

$$T \frac{dn}{dt} + n = kQ, \qquad (VI.10)$$

где $T = \frac{J}{a_2 Q} \frac{1}{1+\frac{a_3}{a_2 Q}}$ — постоянная времени;

$k = \frac{a_1}{a_2} \frac{1}{1+\frac{a_3}{a_2 Q}}$ — коэффициент в уравнении VI 10.

Если пренебречь зависимостью коэффициента в уравнении (VI.10) от величины Q, то согласно принятой классификации уравнение (VI.10) соответствует уравнению процесса в линейном апериодическом элементе первого рода.

Уравнение (VI.10) позволяет установить значение n при любых законах изменения Q во времени. Параметрическая (т. е. зависящая от аргумента — времени) частотная характеристика тахометрического преобразователя имеет вид

$$K(j\omega, t) = \exp\left(-\int_0^t \frac{dt_1}{T} - j\omega t\right) \int_0^t \frac{k}{T} \exp\left(\int_0^t \frac{dt_1}{T} + j\omega t\right) dt, \qquad (VI.11)$$

где ω — круговая частота гармонического изменения расхода.

Зависимость этой функции от времени вызвана переменностью «постоянной времени», ее зависимостью от расхода. Если отклонение расхода от его среднего по времени значения невелико ($T = \text{const}$), то частотная характеристика принимает вид

$$K(j\omega, t) = K(j\omega) = \frac{K}{1+j\omega T} = \frac{K}{\sqrt{1+\omega^2 T^2}} e^{j \operatorname{arctg} \omega T}. \qquad (VI.12)$$

Импульсная переходная функция турбинного преобразователя представляет собой его реакцию на воздействие в виде единичной импульсной функции

$$g(t, t_1) = \frac{k}{T} \exp\left(-\int_{t_1}^{t} \frac{dt}{T}\right). \qquad (VI.13)$$

В частном случае, когда зависимостью постоянной времени от расхода можно пренебречь, последнее выражение существенно упрощается, т. е.

$$g(t, t_1) = \frac{k}{T} e^{-\frac{t-t_1}{T}}. \qquad (VI.14)$$

Использование импульсной переходной функции удобно потому, что любую функцию $Q(t)$ с помощью дельта-функции (VI.13) можно представить следующим образом:

$$Q(t) = \int_{-\infty}^{\infty} Q(t_1)\, \delta(t - t_1)\, dt_1.$$

Следовательно, реакция преобразователя на произвольное воздействие может быть записана в виде

$$n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t, t_1) Q(t)\, dt_1. \qquad (VI.15)$$

Отсюда происходит второе название импульсной переходной функции — весовая функция, поскольку из выражения (VI.15) следует, что скорость вращения ротора в момент времени t находится путем интегрирования с весом $g(t, t_1)$ функции $Q(t)$.

Переходная функция турбинного преобразователя — это реакция на воздействие вида

$$Q_0 1(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0; \\ 0_0 & \text{при } t > 0. \end{cases}$$

где $1(t)$ — единичная функция, т. е.

$$f(t) = \int_{0}^{t} \delta(t_1)\, dt_1.$$

Переходная функция преобразователя представляет собой экспоненту

$$h(t) = kQ_0\left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right). \qquad (VI.16)$$

Три перечисленных характеристики инерционности турбинного преобразователя дают наглядное представление о его поведении в ряде типовых случаев изменения расхода.

Трение в подшипниках крыльчатки увеличивает инерционную погрешность измерения, производя демпфирующее действие при быстрых изменениях скорости вращения крыльчатки. Некоторые преобразователи тахометрических расходомеров выполнены

так, что за счет давления потока жидкости их ротор поддерживается в частично плавающем состоянии и поэтому при стационарном режиме течения в подшипниках трение практически отсутствует. Устройство одного из расходомеров этого типа показано на рис. VI.7, *а*. Разность давлений, действующих на внутренний диск *3*, создает силу, уравновешивающую осевое воздействие, приложенное к крыльчатке *2*. Быстрое вращение ротора стабилизирует его положение в корпусе. Подобный принцип действия имеет устройство, показанное на рис. VI.7, *б*.

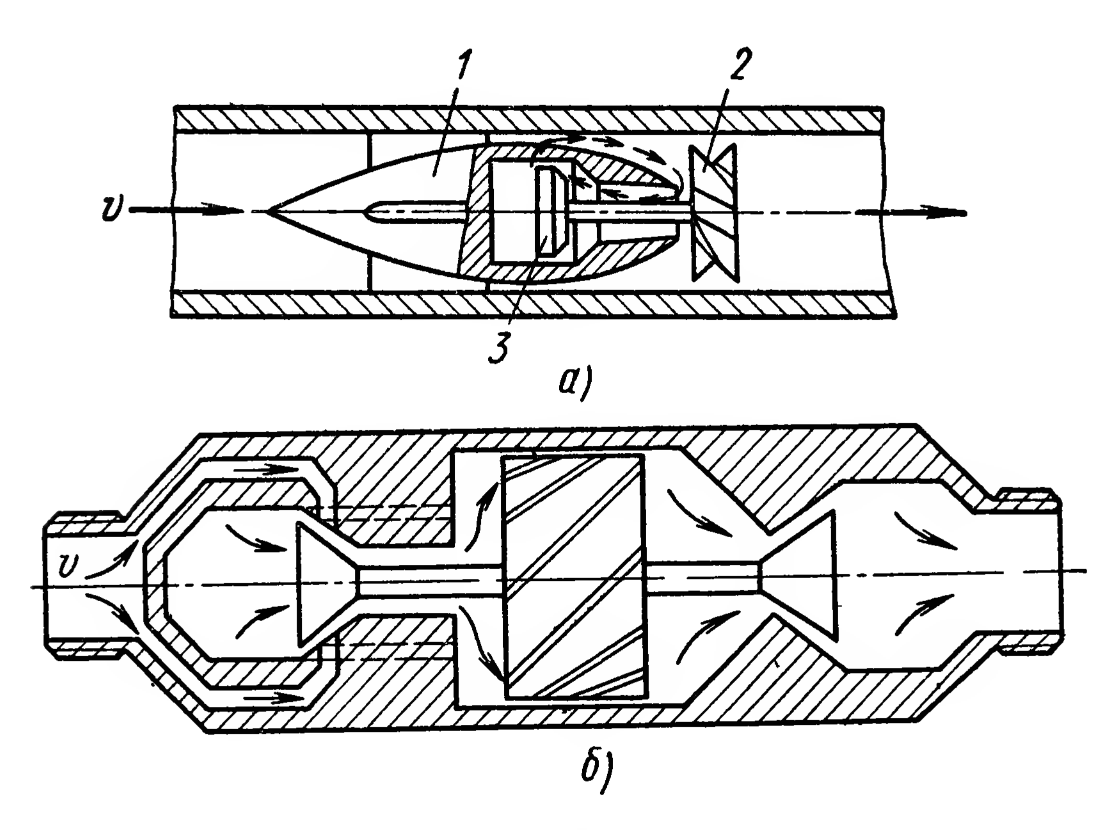


Рис. VI.7. Схема тахометрического расходомера с полным гидравлическим уравновешиванием крыльчатки:

а — 1-й вариант, *1* — обтекатель, *2* — ротор, *3* — диск; *б* — 2 й вариант

Рис. VI.8. Комбинированный крыльчато-тахометрический расходомер

1 — крыльчатка, *2* — ротаметрический поплавок, *3* — коническая трубка

Представляют интерес конструкции расходомеров, выполненных без подшипниковых опор (рис. VI.8). Такие устройства представляют собой комбинацию крыльчато-тахометрического расходомера и ротаметра. В них крыльчатка расположена вертикально и «плавает» в восходящем потоке. Обороты крыльчатки измеряются с помощью какого-либо тахометрического преобразователя. Устройство предназначено для работы в вертикальном положении. Однако такой расходомер обладает худшими динамическими свойствами по сравнению с обычными тахометрическими приборами.

2. УЛЬТРАЗВУКОВЫЕ РАСХОДОМЕРЫ

Принцип действия ультразвукового расходомера основан на том, что при распространении ультразвуковых колебаний в движущейся среде скорость ультразвука относительно неподвижной системы координат (стенок трубопровода) равна векторной сумме скорости ультразвука относительно среды и скорости самой среды относительно трубопровода [2].

Измеряемый параметр	Типы схем расположения пьезоэлементов ультразвуковых расходомеров					
	Одноканальная	Двухканальная	Одноканальная с наклоном луча к потоку	Одноканальная с наклоном луча к потоку и с преломлением	Двухканальная с наклоном луча к потоку	Двухканальная с наклоном луча к потоку и с преломлением
Δt и $\Delta\varphi$						
Δf	—		—	—		

Рис. VI.9. Возможные схемы ультразвуковых расходомеров

Принцип действия ультразвуковых расходомеров может быть основан на измерении интервалов времени Δt, сдвига фаз $\Delta\varphi$ между ультразвуковыми колебаниями, направленными попеременно по потоку и против него, а также на измерении разности частот Δf ультразвуковых колебаний, создаваемых автоколебательной схемой и направляемых одновременно по потоку и против него. Кроме этого, разработаны расходомеры, основанные на отклонении звукового луча потоком. Общая классификационная таблица взаимного расположения пьезоэлементов приведена на рис. VI.9.

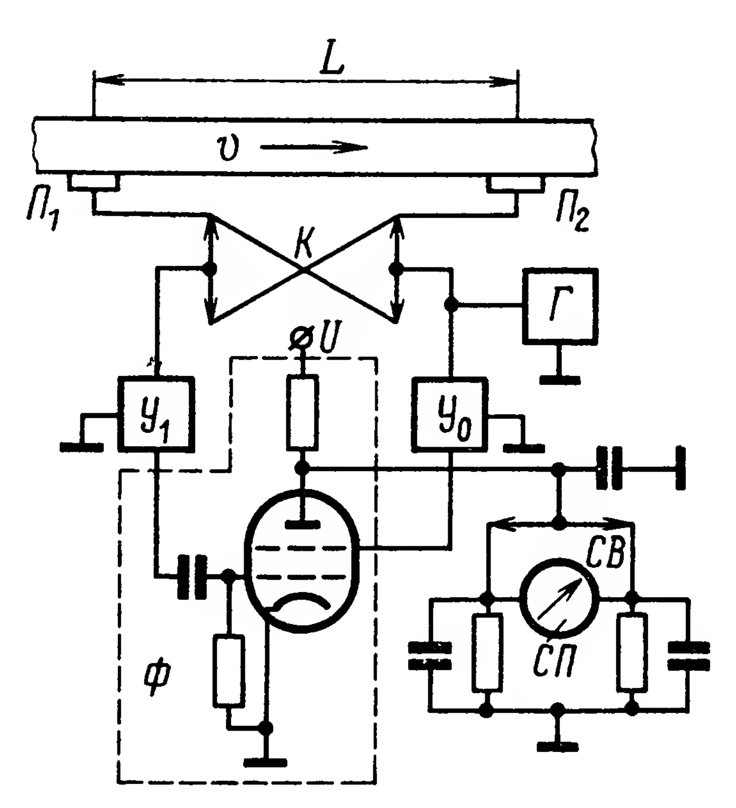


Рис. VI.10. Принципиальная схема ультразвукового расходомера, в котором расход определяется по фазовому сдвигу

Ультразвуковые расходомеры с фазометрическими преобразователями. На рис. VI.10 показана схема расходомера с фазометрическим преобразователем, образованным двумя пьезоэлементами $П_1$ и $П_2$, установленными в патрубке, по которому перемещается измеряемая жидкость. Коммутатор *К* попеременно соединяет с пьезоэлементами генератор *Г* электрических сигналов и усилитель *У* воспринимаемого сигнала. Таким образом, пьезоэлементы попеременно работают как излучатели и как приемники ультразвуковых колебаний, прошедших через жидкость. Генератор создает

синусоидальное напряжение ультразвуковой частоты (100—300 *кгц*), преобразуемое в прямоугольное. Сигнал с генератора подается через усилитель на сетку лампы *Ф* фазометра, одновременно с усилителя $У_1$ на другую сетку лампы фазометра поступает сигнал с приемного пьезоэлемента, сдвинутый по фазе относительно сигнала, поступающего с генератора. Анодный ток в лампе фазометра проходит только в течение тех отрезков времени, когда на обеих сетках имеется положительное напряжение, поэтому среднее значение тока будет изменяться в соответствии со сдвигом фаз двух поступающих сигналов. О величине расхода можно судить по стрелочному прибору *СП*, установленному в синхронном выпрямителе *СВ*.

Мгновенное значение напряжения, приложенного к излучающему пьезоэлементу, равно

$$u_1 = U_{1m} \sin \omega t, \qquad \text{(VI.17)}$$

где U_{1m} — амплитудное значение напряжения.

Напряжение на приемном пьезоэлементе после прохождения ультразвуковых колебаний через движущуюся среду

$$u_2 = U_{2m} \sin \omega (t - \tau), \qquad \text{(VI.18)}$$

где U_{2m} — амплитудное значение напряжения на приемном пьезоэлементе;

τ — время распространения ультразвуковых колебаний на расстояние α между пьезоэлементами в *сек*.

Разность фаз между исходным колебанием и колебанием, направленным по потоку жидкости и прошедшим расстояние L, равна

$$\Delta\varphi_1 = \omega \frac{L}{c+v}; \quad \tau_1 = \frac{L}{c+v}, \qquad \text{(VI.19)}$$

где v и c — соответственно скорости потока жидкости и распространения звуков жидкости в *м/сек*.

Разность фаз при движении колебаний против потока равна

$$\Delta\varphi_2 = \omega \frac{L}{c-v}; \quad \tau_2 = \frac{L}{c-v}. \qquad \text{(VI.20)}$$

Разность между двумя фазовыми сдвигами пропорциональна скорости движения жидкости:

$$\Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_2 = \left| 2\omega \frac{vL}{c^2} \right|, \qquad \text{(VI.21)}$$

так как $\frac{1}{c+v} \approx \frac{1}{c} - \frac{v}{c^2}$ при условии $v^2/c^2 \approx 0$. В таком устройстве величина смещения фазы соответствующих сигналов зависит не только от измеряемой скорости потока, но и от скорости звука в данной среде.

Для того чтобы исключить влияние скорости звука в специальном блоке, осуществляется вычитание величин, обратно пропорциональных фазовым смещениям. При этом производятся следующие преобразования.

На выходе фазометрического блока попеременно получаются напряжения

$$E_1 = \frac{k}{c+v}; \quad E_2 = \frac{k}{c-v}, \qquad \text{(VI.22)}$$

где k — коэффициент пропорциональности.

Токи I_1 и I_2 в обоих каналах фазометрического блока будут соответственно равны:

$$I_1 = \frac{k_1}{E_1} = \frac{k_1(c+v)}{k};$$

$$I_2 = \frac{k_1}{E_2} = \frac{k_1(c-v)}{k}. \qquad \text{(VI.23)}$$

Разность токов пропорциональна скорости потока, т. е.

$$\Delta I = I_1 - I_2 = \frac{2k_1 v}{k} = k_2 v, \qquad \text{(VI.24)}$$

где k_1 и k_2 — коэффициенты пропорциональности.

На величину сигнала не влияет скорость распространения ультразвука в данной среде.

Ультразвуковые преобразователи с частотными преобразователями. Схема расходомера этого типа с четырьмя пьезоэлементами приведена на рис. VI.11. Пьезоэлемент k_1 создает направленные ультразвуковые излучения частотой 10 *Мгц*, воспринимаемые приемным пьезоэлементом k_2. Время распространения излучений через неподвижную жидкость на расстояние L составляет $\tau = L/c$, где c — скорость распространения звука.

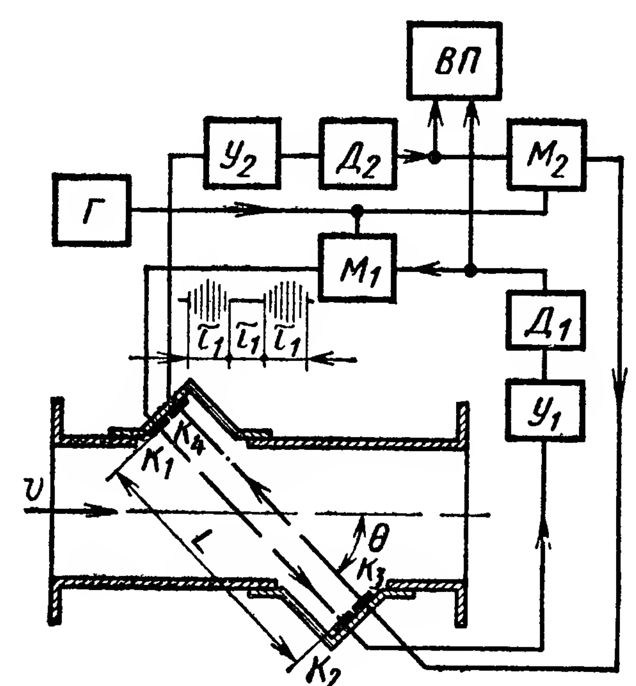


Рис. VI.11. Схема расходомера с импульсной модуляцией ультразвуковых колебаний:

K_1 и K_3 — излучающие пьезоэлементы; K_2 и K_4 — воспринимающие пьезоэлементы; $Г$ — генератор несущей частоты; $М_1$, $М_2$ — модуляторы; $У_1$, $У_2$ — усилители; $Д_1$, $Д_2$ — детекторы; $ВП$ — вторичный преобразователь

При перемещении жидкости в патрубке скорость потока в направлении движения ультразвуковых колебаний будет равна $V \cos \Theta$. Соответственно время прохождения колебаний между преобразователями k_1 и k_2 по потоку жидкости будет составлять

$$\tau_1 = \frac{L}{c + v\cos\Theta}. \qquad \text{(VI.25)}$$

Время прохождения колебаний между пьезоэлементами k_3 и k_4 против направления потока

$$\tau_2 = \frac{L}{c - v\cos\Theta}. \qquad \text{(VI.26)}$$

Период T_1 повторения прямоугольных импульсов, направляемых по потоку, равен

$$T_1 = 2\tau_1 = \frac{2L}{c + v\cos\Theta}, \qquad \text{(VI.27)}$$

а их частота

$$f_1 = \frac{c + v\cos\Theta}{2L}. \qquad \text{(VI.28)}$$

Соответственно для импульсов, направляемых против потока,

$$f_2 = \frac{c - v\cos\Theta}{2L}. \qquad \text{(VI.29)}$$

Разность частот f_1 и f_2 будет равна

$$\Delta f = f_1 - f_2 = \frac{v\cos\Theta}{L}. \qquad \text{(VI.30)}$$

Так как величины Θ и L являются постоянными для данной конструкции, то $\Delta f = kv$, т. е. сигнал линейно зависит от скорости потока. Влияние изменений физических параметров среды на результат измерения исключено.

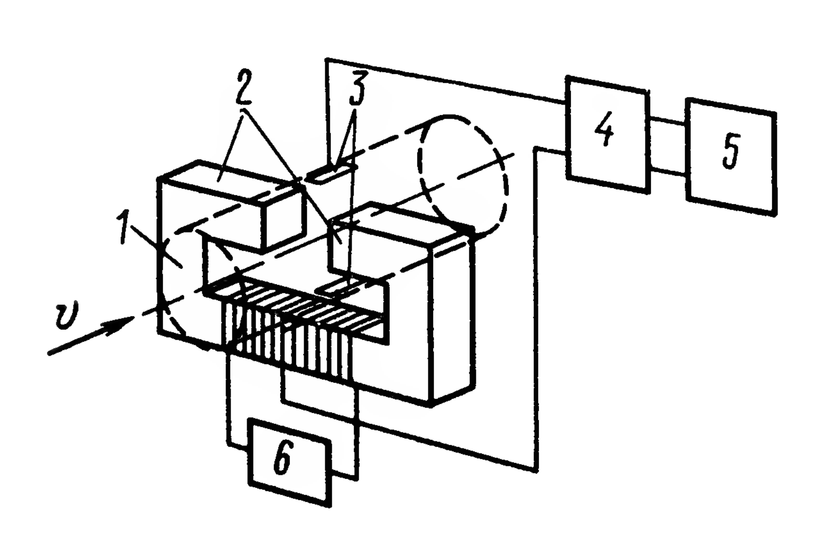


Рис. VI.12. Принципиальная схема индукционного расходомера

1 — трубопровод, *2* — электромагнит, *3* — измерительные пластины, *4* — усилитель, *5* — регистрирующее устройство, *6* — источник питания

3. ИНДУКЦИОННЫЕ РАСХОДОМЕРЫ

В этих расходомерах (рис. VI.12) под действием магнитного поля в двигающейся жидкости наводится э. д. с., величина которой при постоянстве других параметров пропорциональна скорости потока. Измерение э. д. с. осуществляется между двумя металлическими пластинами, помещенными в поток [9].

Величина э. д. с., индуктируемой в потоке жидкости, определяется формулой

$$e = -BDv = -\frac{4QB}{\pi D}, \qquad \text{(VI.31)}$$

где B — магнитная индукция в *гс*;

$v = \frac{4Q}{\pi D^2}$ — скорость жидкости, осредненная по сечению канала, в *м/сек*;

Q — величина расхода в *м³/сек*.

D — длина теоретического проводника (диаметр трубки) в *м*.

Разность потенциалов между электродами будет пропорциональна объемному расходу жидкости Q, расстоянию между электродами и величине магнитной индукции B. При выводе данного уравнения принято, что электропроводность жидкости значительно выше электропроводности трубопровода, а толщина стенок мала по сравнению с сечением потока. В таких расходомерах плоскости электродов должны располагаться вертикально во избежание разрыва

электрической цепи между ними из-за образования воздушной подушки под верхним электродом или осаждения непроводящих твердых частиц на нижнем электроде. Индукционные расходомеры с постоянным магнитным полем имеют ряд недостатков. Постоянный электрический ток является причиной электролиза и образования газов, осаждающихся на электродах, что приводит к изменению сопротивления электрической цепи и появлению погрешности.

На рис. VI.13 преобразователь заменен эквивалентным генератором с параметрами E, $K_{вн}$, C_n, C. Ток генератора $I = E\,(z_Д + z_H)$, где $z_Д$ — полное внутреннее сопротивление датчика; z_H — сопротивление нагрузки. При электролизе на электродах выделяются ионы, имеющие различные знаки, вследствие чего между электродами возникает электрохимическая разность потенциалов, направленная навстречу основной э. д. с. Через определенный промежуток времени, прошедший с начала течения жидкости, в постоянном магнитном поле может произойти полная компенсация основной э. д. с., и ток во внешней цепи будет равен нулю, т. е.

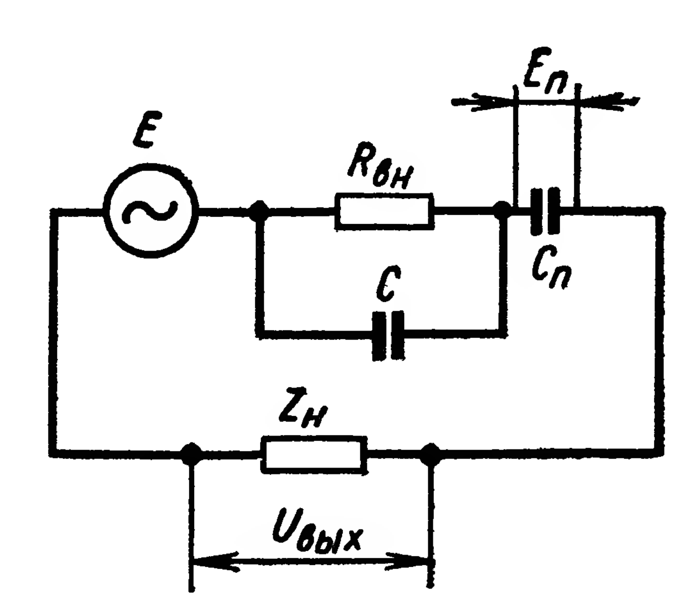


Рис. VI.13. Эквивалентная схема индукционного расходомера.

E, $R_{вн}$, C — э д с, внутреннее сопротивление и емкость эквивалентного генератора, Z_H — сопротивление нагрузки, E_n и C_n — э д с и емкость поляризации

$$I = \frac{E - E_n}{z_Д + z_H} = 0, \qquad \text{(VI.32)}$$

где E_n — э. д. с. поляризации.

Процесс нарастания э. д. с. поляризации происходит по экспоненциальному закону. Широкое распространение получили индукционные расходомеры с переменным магнитным полем. В этом случае величина индуктируемой э. д. с. определяется формулой

$$e = -\frac{4QB_m \sin 2\pi f t}{\pi D}, \qquad \text{(VI.33)}$$

где f — частота изменения магнитного поля.

Если пренебречь емкостью C, так как ее величина значительно меньше величины C_n, то полное внутреннее сопротивление датчика такого расходомера определяется по формуле

$$z_Д = R_{BH} - j\frac{1}{\omega C_n}, \qquad \text{(VI.34)}$$

где ω — угловая скорость в 1/*сек*;

C_n — емкость поляризации в *ф*.

Электроды датчика для защиты от воздействия измеряемой жидкости могут быть покрыты слоем изоляционного материала. В эквивалентной схеме (рис. VI.13) емкость поляризации C_n необходимо

заменить емкостью C_u с диэлектриком из слоя изоляционного материала:

$$C_u = \frac{\varepsilon_n S}{2\delta}, \qquad \text{(VI.35)}$$

где ε_n — диэлектрическая проницаемость слоя изоляционного материала в *ф/м*;

S — площадь электродов в $м^2$;

δ — толщина слоя изоляции в *м*.

Уменьшение паразитных э. д. с. достигается применением различных компенсационных устройств. На рис. VI.14 представлена одна из компенсационных схем, в которой применены два индукционных преобразователя с противоположно направленной магнитной индукцией B.

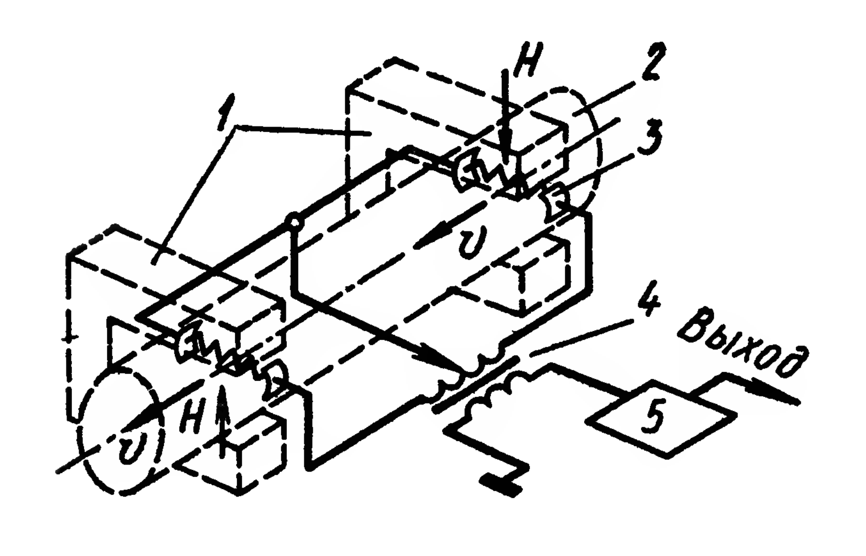


Рис. VI.14 Схема компенсации паразитных э. д. с.:

1 — электромагниты; *2* — трубопровод, *3* — измерительные пластины, *4* — трансформатор, *5* — усилитель

Рис. VI.15. Формы каналов в индукционных расходомерах.

а — круглая; *б* — прямоугольная

Чувствительность индукционного преобразователя $S = E/Q$, где E — индуктируемая э. д. с.; Q — объемный расход жидкости. Для прямоугольного сечения (рис. VI.15, *б*) чувствительность

$$S_{np} = \frac{Blv}{Q} = \frac{\mu M}{a(a+2\delta)}, \qquad \text{(VI.36)}$$

так как

$$B = \frac{\mu M}{a+2\delta}; \quad v = \frac{Q}{ab}; \quad l = b,$$

где M — магнитодвижущая сила, создаваемая электромагнитом, в *гб*;

μ — магнитная проницаемость жидкости в *гн/м*.

Для индукционного расходомера с круглым каналом чувствительность

$$S_{кр} = \frac{Blv}{Q} = \frac{4\mu M}{\pi D(D+2\delta)}, \qquad \text{(VI.37)}$$

так как

$$B = \frac{\mu M}{D+2\delta}, \quad v = \frac{4Q}{\pi D^2}, \quad l = D. \qquad \text{(VI.38)}$$

Сравнение $S_{пр}$ и $S_{кр}$ показывает, что при

$$a \approx b \approx \sqrt{\frac{\pi D^2}{4}}$$

прямоугольное и круглое сечения равноценны по чувствительности, причем при уменьшении a чувствительность расходомера с прямоугольным каналом может быть значительно больше, чем в случае круглого канала. Параметром, характеризующим расходомер как в отношении чувствительности, так и в отношении создаваемого гидравлического сопротивления, является отношение $S/\Delta p$. На рис. VI.16 приведена зависимость $S_{отн}/\Delta p_{отн} = f/b$, из которой следует, что для прямоугольного сечения канала увеличивать отношение $b : a$ выше 3,5—4 нерационально, вследствие возрастания гидравлических потерь.

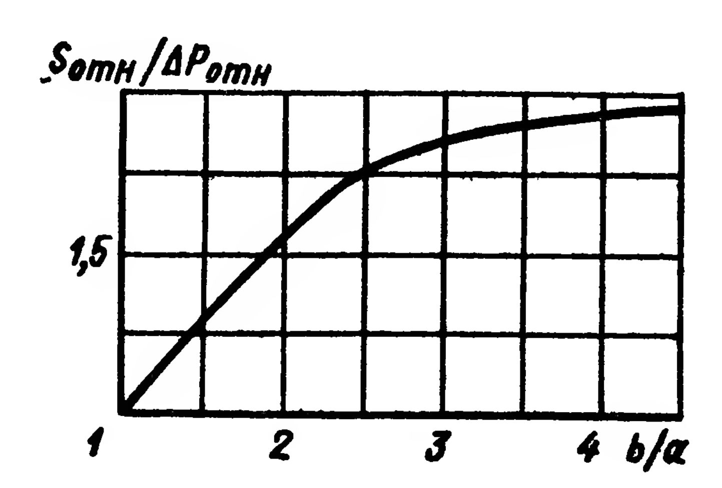


Рис. VI.16. Зависимость отношения $\frac{S_{отн}}{\Delta P_{отн}}$ от соотношения сторон канала датчика

4. ТЕПЛОВЫЕ РАСХОДОМЕРЫ

Измерение скорости потока (расхода) можно производить по охлаждению нагретого тела, помещенного в поток, либо по переносу тепловой энергии между двумя точками, расположенными вдоль потока [8]. В зависимости от этого тепловые расходомеры могут

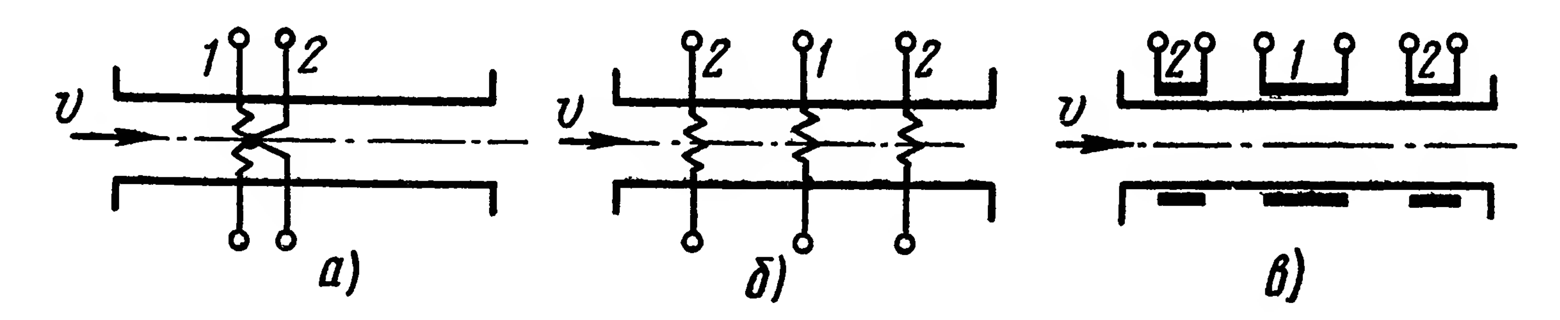


Рис. VI.17. Схемы тепловых расходомеров:

а — термоанемометр, *б* — контактный калориметрический; *в* — неконтактный калориметрический, *1* — нагреватели; *2* — измерители температуры

быть разделены на две группы: с термоанемометрическими преобразователями и с калориметрическими преобразователями (контактными и неконтактными) (рис. VI.17).

Расходомеры с термоанемометрическими преобразователями. Расходомеры с термоанемометрами в качестве преобразователей могут применяться при измерениях расходов нестационарных газовых потоков. Используются два типа термоанемометров. К первому относятся устройства, в которых термоэлемент (тонкая металлическая проволочка или пленка) включается в качестве одного из плеч непосредственно в измерительный мост. Второй тип термоанемометров имеет замкнутую измерительную схему.

Нить подвержена аэродинамической нагрузке, которая зависит от отношения длины нити к ее диаметру, и ударной нагрузке, возникающей при бомбардировке нити твердыми частицами, летящими с потоком. В результате вибрации вилки зонда (вследствие пульсации потока) нить испытывает вибрационную нагрузку, которая может вызвать ее разрушение. Вибрационная нагрузка, кроме того, приводит к пульсации сопротивления нити, которая может вносить существенные погрешности в измерение. В качестве термоэлементов используются также тонкие металлические пленки, нанесенные на стеклянное или керамическое основание, которые обладают рядом преимуществ по сравнению с проволочными чувствительными элементами. Основным недостатком термоанемометров, ограничивающим область их применения, является чувствительность последних не только к скорости потока, но также к температуре и давлению газа.

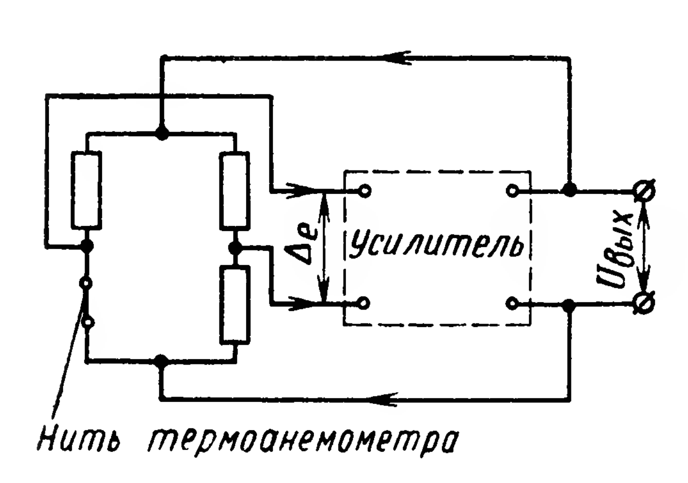


Рис. VI.18. Принципиальная схема анемометра с постоянной температурой нити

Передача тепла от нити к потоку зависит от скорости потока v и разности температур тела и среды. Температура проволочки t_n определяется из уравнения

$$q = 0{,}24 I^2 R = (t_n - t_г)(\lambda + k\sqrt{v}), \qquad \text{(VI.39)}$$

где $k = \sqrt{2\pi\rho c_v d}$,

q — количество тепла, отдаваемое нагретой проволокой в единицу времени, *дж/сек*;

$t_г$, λ и ρ — соответственно температура, теплопроводность в *вт/м·град* и плотность среды в *кг/м*^{3};

c_v — теплоемкость среды при постоянном объеме;

d и R — диаметр проволоки в *м* и сопротивление проволоки в *ом*;

I — ток в проволоке в *а*.

Соотношение, применяемое для расчета отдачи тепла нагретой электрическим током нити при учете наличия пограничного слоя в воздушном потоке, имеет вид

$$I^2 R = 1{,}35\lambda_m (t_n - t_г) + 2{,}20\lambda_в \left(\frac{d}{\lambda_в}\right)^{0,4} (t_n - t_г)\, v^{0,4}, \qquad \text{(VI.40)}$$

где $\lambda_в$ — коэффициент теплопроводности воздуха;

λ_m — коэффициент теплопроводности пограничного слоя.

На рис. VI.18 приведена схема одного из термоанемометров, имеющих замкнутую схему. Нить термоанемометра включена в мост.

Несбалансированное напряжение моста Δe, возникающее при изменении сопротивления нити, усиливается, и выходной сигнал с усилителя подводится обратно на мост. Если скорость потока увеличивается, нить охлаждается, мост разбалансируется и сигнал разбаланса поступает на усилитель. Выходной сигнал с усилителя сообщает нити более высокую температуру и приводит мост снова в сбалансированное состояние. Линейная теория работы такого термоанемометра справедлива лишь для малых флуктуаций скорости. Определение частотных характеристик термоанемометра при больших флуктуациях скорости требует решения системы нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих работу чувствительного элемента, мостовой схемы и сервоусилителя, входящих в термоанемометр [14]:

$$\left.\begin{aligned} &\frac{U^2R}{(R+R^1)^2}-\frac{H(v)(R-R_0)}{\alpha}=\frac{c}{\alpha}\cdot\frac{dR}{dt};\\ &U=\frac{U(R'-R)}{2(R'+R)}+\frac{cR'}{4}\cdot\frac{dU}{dt};\\ &\frac{M''d^2U}{dt^2}+\frac{M'dU}{dt}+U=U_в=GU, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VI.41)}$$

где R — электрическое сопротивление нити при заданной рабочей температуре, равной температуре T;

R_0 — сопротивление нити при температуре, равной температуре окружающей среды T_0;

$\alpha = (R—R_0)(T—T_0)$ — температурный коэффициент сопротивления нити;

c — теплоемкость нагретой нити;

$H(v)$ — функция, связывающая теплоотдачу нити и скорость потока v, направление которой перпендикулярно оси нити;

t — текущее время;

u — входное напряжение сервоусилителя;

U — выходное напряжение сервоусилителя;

G — коэффициент усиления сервоусилителя;

$U_в$ — регулируемая составляющая выходного напряжения сервоусилителя, соответствующая нулевому входному напряжению;

M' и M'' — коэффициенты, определяющие форму частотной характеристики сервоусилителя;

C — величина емкости, шунтирующей одно из одинаковых плеч моста с сопротивлениями R.

При рассмотрении основных характеристик термоанемометра наибольший интерес представляет зависимость между выходным напряжением сервоусилителя U и измеряемой скоростью v. Общее решение уравнения, определяющее характеристику преобразования термоанемометра, целесообразно находить в виде суммы линей-

ного решения и дополнительной функции, учитывающей нелинейные эффекты.

Расходомеры с калориметрическим преобразователем могут быть разделены на три группы: 1) устройства, работающие с подводом постоянной мощности к нагревателю и с измерением величины нагрева потока, зависящей от его скорости; 2) устройства, работающие с постоянной температурой подогрева потока и с измерением количества энергии, подводимой к подогревателю и зависящей от скорости потока; 3) устройства, в которых температура подогревателя изменяется периодически во времени. В таких устройствах измерение скорости потока определяется по величине фазового смещения сигналов, получаемых на измерителе, и сигналов, подаваемых на подогреватель.

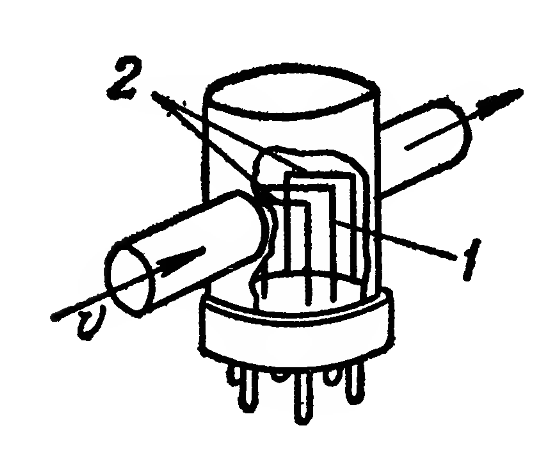


Рис. VI.19. Схема калориметрического расходомера:

1 — подогреватель; *2* — измерители температуры, *3* — разъем

На рис. VI.19 показан расходомер, в котором осуществляется подвод постоянной мощности к подогревателю и измеряется перепад температур до и после подогревателя. Отвод тепла через стенки расходомера и в окружающую среду пренебрежимо мал, поэтому можно считать, что тепло, выделенное подогревателем, целиком отводится потоком. Уравнение теплового баланса для этого случая имеет вид

$$q = Qc_p\Delta t, \qquad \text{(VI.42)}$$

где Q — расход газа в *кг/сек*;

q — расход тепла на нагрев газа в *дж/сек*;

$\Delta t = t_1 - t_2$ — разность температур газа до и после нагревателя в *град*;

c_p — теплоемкость при постоянном давлении и средней температуре газа в *дж/град*; $t = \frac{t_1 - t_2}{2}$.

Подвод тепла к потоку осуществляется при помощи электрического подогревателя, поэтому

$$q = k\frac{U^2}{R^2}; \quad Q = \frac{kU^2}{R^2 c_p \Delta t}, \qquad \text{(VI.43)}$$

где R — нагреваемое сопротивление, по которому течет ток силой I при падении напряжения U;

k — тепловой эквивалент электрической энергии.

Электрическая мощность P, затрачиваемая на нагрев газа, определяется уравнением

$$P = \frac{Qc_p\Delta t}{k}. \qquad \text{(VI.44)}$$

Недостатком рассмотренных приборов является изменение их параметров при осаждении на чувствительных элементах твердых

частиц, содержащихся в измеряемых потоках. Использование калориметрических преобразователей в измерителях расхода жидкости и газа допускает размещение подогревательного и измерительного

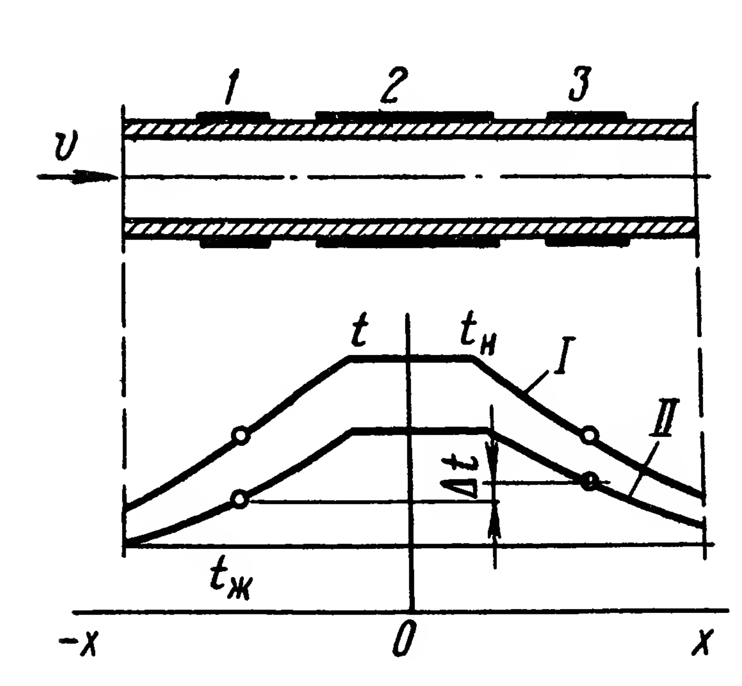


Рис. VI.20. Графики распределения температуры вдоль трубки неконтактного теплового расходомера:

I — случай неподвижной жидкости; *II* — случай движущейся жидкости, $t_н$ — температура нагревателя; $t_{ж}$ — температура жидкости до нагрева, Δt — разность температур до и после нагревателя; *1* и *3* — датчики температуры; *2* — нагреватель

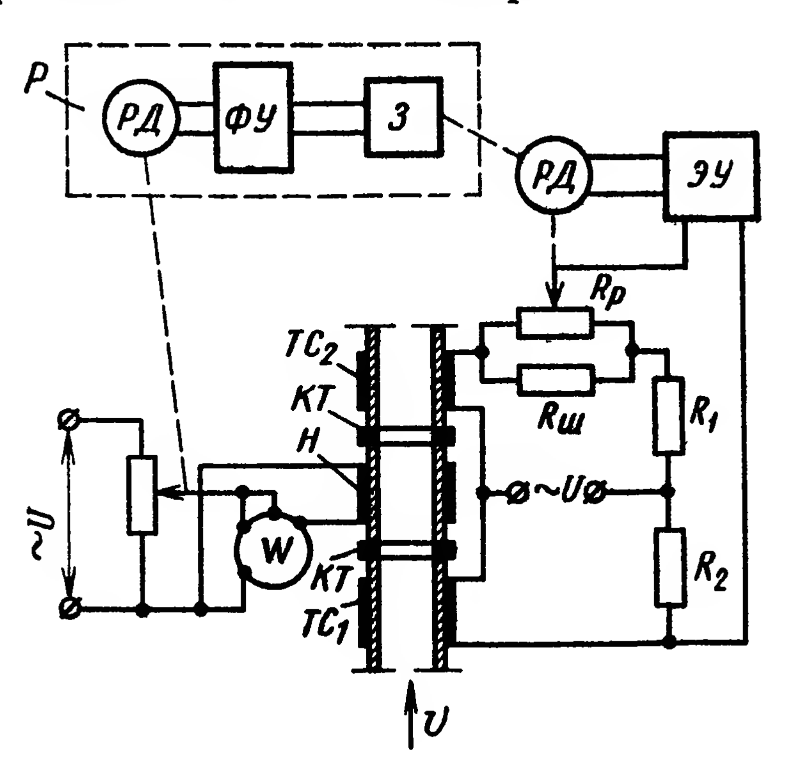


Рис. VI.21. Схема неконтактного теплового расходомера с астатической следящей системой:

РД — реверсивный двигатель; *ЭУ* — электрический усилитель, TC_1, TC_2 — термосопротивления; *Р* — регулятор, *З* — задатчик; *ФУ* — фазосдвигающее устройство, *Н* — нагреватель, *КТ* — кольца теплоизоляционные

элемента вне потока на наружной поверхности патрубка расходомера (рис. VI.20). Скорость движения вещества, перемещающегося вдоль стенки патрубка, пропорциональна скорости течения основного потока. На трубку намотаны: центральная спираль *2*—нагревательная и две крайние спирали *1* и *3* — термочувствительные сопротивления, включенные в мостовую схему.

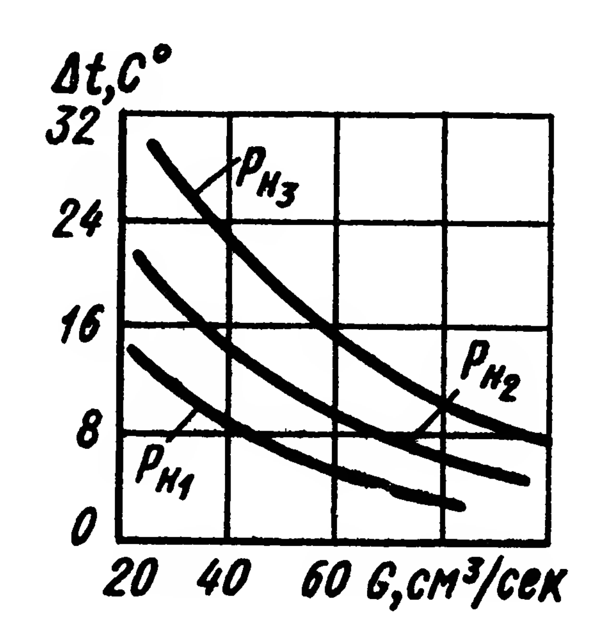


Рис. VI.22. Градуировочные зависимости неконтактного теплового расходомера при $P_н = \text{const}$; $P_{н1} < P_{н2} < P_{н3}$

На рис. VI.21 изображена схема такого расходомера, которая может реализовать оба метода — постоянной и переменной мощности [10]. Расходомер предназначен для измерения малых расходов агрессивных жидкостей и газов.

В качестве измерителей температуры применяются два металлических термосопротивления: TC_1 и TC_2, включенные в плечи мостовой схемы. Одно из термосопротивлений TC_1 установлено до нагревателя *Н*, а другое TC_2 после него. Между нагревателем и термосопротивлениями вставлены теплоизоляционные кольца *КИ*.

Работа расходомера в режиме постоянной мощности *P* состоит в том, что при изменении разности температур мост непрерывно

балансируется. Уравновешенный электронный мост состоит из постоянных сопротивлений R_1 и R_2, шунта $R_ш$, реохорда $R_р$, усилителя *ЭУ* и реверсивного электродвигателя *РД*.

В случае реализации рассматриваемой схемой метода постоянной мощности этот электродвигатель балансирует мост, а в случае метода переменной мощности он воздействует на задатчик *3* системы регулирования *Р*. Градуировочные графики, соответствующие этому режиму, приведены на рис. VI.22. Чувствительность расходомера увеличивается с увеличением мощности нагрева. Однако увеличение мощности ограничивается допустимой температурой перегрева потока.

Тепловые расходомеры — это сложные динамические звенья, поведение которых в переходные периоды после скачкообразного изменения расхода с определенной степенью приближения описываются дифференциальным уравнением первого порядка:

$$T\frac{dt}{d\tau}+t=k\Delta G_м, \qquad (VI.45)$$

где t — обобщенная температура приемного преобразователя;
τ — время;
$\Delta G_м$ — изменение расхода;
k — коэффициент передачи;
T — постоянная времени, характеризующая инерционность приемного преобразователя.

Выражение для постоянной времени в общем случае имеет вид

$$T=\frac{mc}{\alpha S}, \qquad (VI.46)$$

где m — масса всех частей приемного преобразователя;
c — усредненный коэффициент теплоемкости;
α — суммарный коэффициент теплоотдачи окружающей среде и потоку;
S — площадь соприкосновения преобразователя с потоком и окружающей средой.

Выражения (VI.45), (VI.46) справедливы для всех типов тепловых расходомеров.

5. ОПТИЧЕСКИЕ РАСХОДОМЕРЫ

Разработка оптических квантовых генераторов (ОКГ) и связанного с ними метода оптического гетеродинирования открывают возможность создания измерителей скорости потоков газов и жидкостей, основанных на эффекте Френеля. К достоинствам таких устройств можно отнести: высокое временное и пространственное разрешение, широкий диапазон измеряемых скоростей.

На рис. VI.23 показана схема расходомера, основанного на эффекте изменения скорости света в движущейся среде. Световой поток после прохождения через светофильтр делится при помощи

полупрозрачного зеркала на два потока равной интенсивности. Эти потоки обходят контур интерферометра в противоположных направлениях, смешиваются на выходе интерферометра и образуют интерференционную картину. Диафрагма пропускает на фотоприемник часть интерференционной картины. Величина фототока, пропорциональная интенсивности света, достигшего фотоприемника, регистрируется.

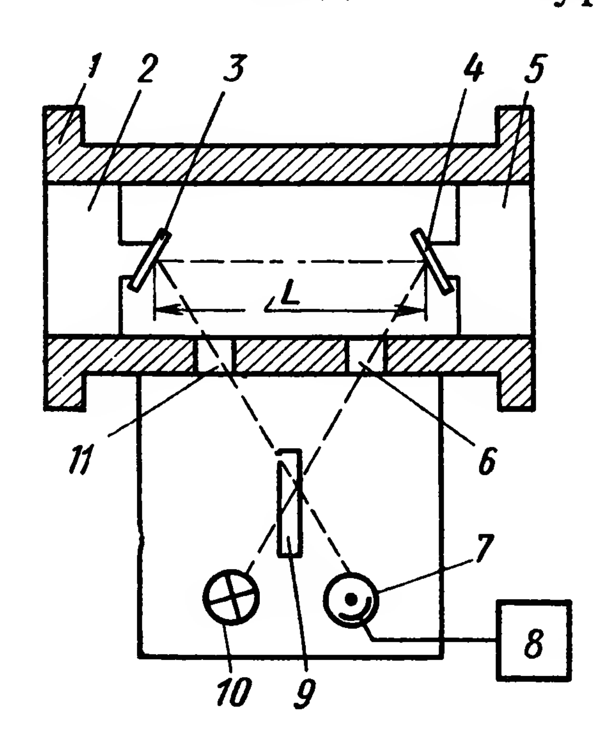


Рис. VI.23. Схема оптического расходомера, действующего на основе эффекта Френеля:

1 — трубопровод; *2*, *5* — устройства для крепления зеркала; *3*, *4* — зеркала; *6*, *11* — прозрачные окна; *7* — фотоприемник; *8* — регистрирующее устройство; *9* — светоделительная пластина; *10* — источник света

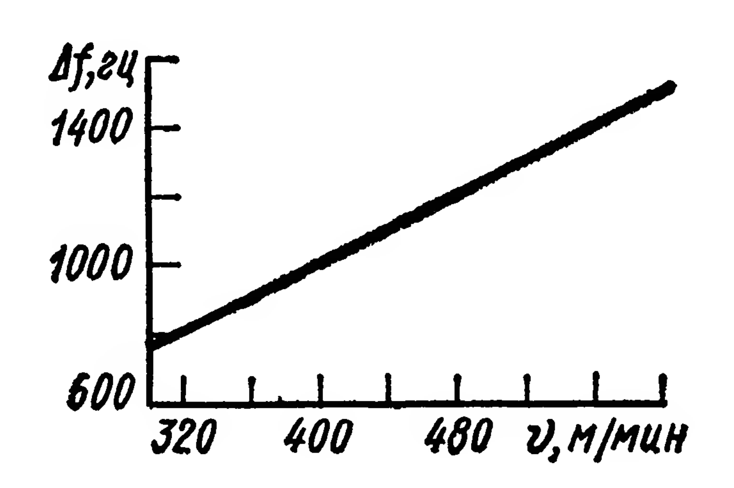


Рис. VI.24. Градуировочная зависимость лазерного измерителя скорости потока

Как известно, эффект Френеля заключается в том, что в прозрачной движущейся среде свет изменяет свою скорость на величину Δv_i:

$$\Delta v_i = \left(\frac{n^2-1}{n^2}\right) v_m, \tag{VI.47}$$

где n — коэффициент преломления среды;

v_m — скорость среды.

Для кольцевого лазера скорость света, проходящего через движущуюся среду в пределах полости резонатора, определяется по формуле

$$v_i = \frac{c}{n} \pm v_m\left(\frac{n^2-1}{n^2}\right), \tag{VI.48}$$

где c — скорость света.

Скорость вещества v_m может быть определена через сдвиг частот Δf следующим образом:

$$\Delta f = \frac{2lv_m\,(n^2-1)}{p\lambda}, \tag{VI.49}$$

где l — длина пути луча в движущейся среде:

p — общая длина пути в резонаторе лазера;

λ — длина волны излучений лазера.

Градуировочная зависимость лазерного расходомерного устройства показана на рис. VI.24

6. РАСХОДОМЕРЫ С МАРКЕРНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

В ряде случаев требуется производить измерение нестационарных скоростей и расходов в ламинарных потоках, в которых недопустимо расположение каких-либо измерительных элементов. В этих условиях находят применение измерительные системы, работающие с маркерными устройствами. Принцип работы таких систем основан на создании при помощи специальных устройств — формирователей (ионных, радиоактивных, оптических, тепловых и др.) отметок потока и измерения времени движения отметок совместно с потоком между двумя определенными точками трубопровода. При известном расстоянии между точками и измеренном времени движения отметки может быть определена скорость потока. Рассмотрим систему измерения, в которой частота формирования отме-

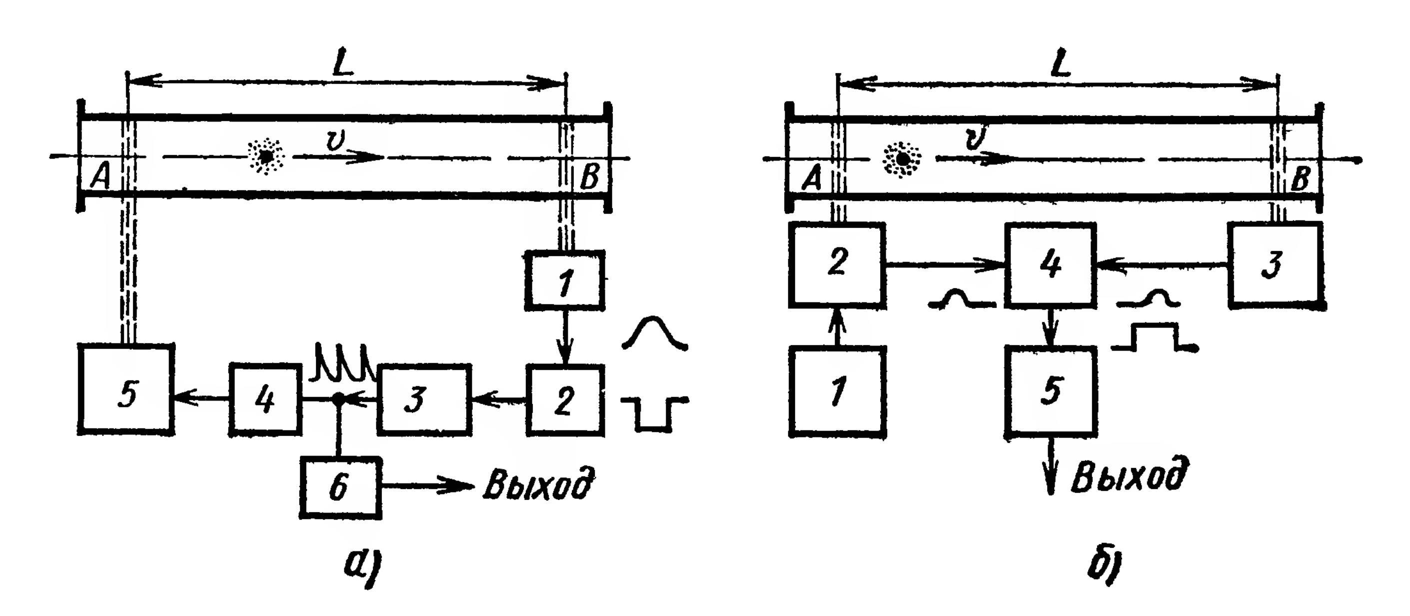


Рис. VI.25. Измерительная система с дискретными метками:

а — с частотой создания меток, пропорциональной скорости потока; *б* — с постоянной частотой создания меток потока

ток пропорциональна скорости потока (рис. VI.25, *а*). На трубопроводе расположен элемент *5*, формирующий отметки. На некотором расстоянии от него расположен регистратор отметок *1*. Созданная отметка двигается к отметчику со скоростью потока. Импульс, полученный при прохождении отметки потока мимо отметчика, усиливается и подается на тригерное устройство *2*, формирующее электрические колебания прямоугольной формы. Эти колебания в следующем блоке *3* преобразуются в остроконечные обращенные импульсы и после усиления усилителем *4* подаются на элемент, формирующий отметки; последний создает в измеряемом потоке новую отметку, и весь цикл повторяется. Отметки следуют одна за другой с промежутками времени, изменяющимися в зависимости от скорости потока. Выходной сигнал такого устройства представляет собой частоту следования импульсов напряжения, которые после блока *3* подаются на частотомер *6*, а затем могут быть использованы для целей управления.

Динамические свойства таких устройств сравнительно высокие и определяются в основном свойствами элемента, формирующего отметки в потоке.

Измерительная схема, в которой отметки потока формируются с постоянной частотой, показана на рис. VI.25, *б*. Отметка создается в потоке с помощью элемента *2*, управляемого от генератора *1*. Импульс, поступающий с элемента *2*, запускает запертое кипп-реле *4*, а импульс, поступающий с регистратора отметок *3*, запирает кипп-реле. Длительность импульсов на выходе кипп-реле получается равной времени переноса метки между точками *A* и *B*. Этот сигнал преобразуется блоком *5* в сигнал постоянного тока, мгновенная величина которого обратно пропорциональна скорости потока.

Расходомеры с периодической искровой ионизацией потока осуществляют измерение времени, требующегося на перемещение ионизированного объема от места ионизации до приемника ионов. Ионизатор, создающий отметки потока, расположен в трубопроводе, по которому двигается измеряемый поток (см. табл. VI.1, схема *а*).

Расходомеры с ионизацией потока модулированными радиоактивными излучателями. Рядом с трубопроводом (табл. VI.1, схема *б*), по которому перемещается поток, располагается радиоактивный изотоп. Его излучения модулируются при помощи механического или электромагнитного модулятора таким образом, что они проходят через поток в течение коротких промежутков времени с чередующимися паузами. Получающиеся в потоке ионизационные отметки фиксируются затем приемником, расположенным на некотором расстоянии от ионизатора по направлению потока. Приемник состоит из двух тонких пластинок, укрепленных на стенках трубопровода и изолированных от них. На эти пластинки подается определенный электрический потенциал. В момент прохождения ионизированного объема мимо коллектора на вход измерительной схемы поступает импульс напряжения.

Расходомеры с оптическими и тепловыми маркерными преобразователями. Для измерения прозрачных потоков могут применяться устройства, в которых создаются оптически непрозрачные отметки потока, в виде, например, какого-нибудь темного порошка, который периодически вводится в поток при помощи специальных дозаторов (табл. VI.1, схема *г*). В поток также могут вводится метки, свечение которых возбуждается двигающейся средой (табл. VI.1, схема *е*). Фотоэлектрическое устройство отмечает время прохождения непрозрачных меток потока против окон трубопровода, просвечиваемых специальным источником света. Получаемый с фотоэлектрического устройства импульс после усиления и преобразования подается на вход измерительной системы, с помощью которой определяется скорость движения потока. Возможно также создание меток путем облучения газового потока импульсным рентгеновским или электронным лучом, что вызывает послесвечение газа (табл. VI.1, схема *д*).

Для измерения расходов высокотемпературных потоков можно применять вещества, которые при нагреве будут давать излучения определенного состава.

Схемы и характеристики расходомеров

Схема расходомера	Тип меток	Способ формирования меток	Среда, по отношению которой применимы способы
а)	Ионные	Искровая ионизация потока	Газы с низкой температурой и влажностью при отсутствии посторонней ионизации потока
б)	Ионные	Импульсная ионизация потока модулированным радиоактивным излучением	
в)	Радиоактивные	Введение в поток радиоактивных изотопов	Газы в жидкости с любыми физическими свойствами
г)	Оптические непрозрачные	Введение в поток непрозрачных веществ	Прозрачные газы и жидкости
д)	Оптические излучающие	Интенсивный пучок быстрых электронов или рентгеновских лучей	Газы
е)	Оптические излучающие	Введение в поток излучающих веществ определенного состава	Высокотемпературные газы
ж)	Тепловые	Периодический нагрев части потока	Жидкости (в меньшей степени — газы) с невысокой температурой
з)	Вихревые	Создание вращающего вихря в потоке путем периодического включения магнитного поля	Проводящие жидкости

Продолжение табл. VI.1

и)	На основе ядерно-магнитного резонанса	Периодическая деполяризация поляризованного потока жидкости	Диэлектрические жидкости
к)	Электрические	Метки проводимости (или диэлектрической проницаемости)	Непроводящие жидкости

Для измерения ненагретых потоков жидкостей (и частично газов), имеющих стабильную температуру, могут применяться устройства, формирующие тепловые отметки потока (табл. VI.1, схема *ж*).

Расходомеры с вихревым маркерным преобразователем. Эти устройства предназначены для измерения расходов электропроводных жидкостей, в которых при помощи установленной на патрубке катушки в потоке жидкости периодически создаются вращающиеся отметки (вихри), которые перемещаются вместе с потоком (табл. VI.1, схема *з*).

Расходомеры с ядерно-резонансным маркерным преобразователем. Методом ядерного магнитного (ЯМР) резонанса можно измерять расход широкого класса жидкостей, включающего в себя жидкие диэлектрики и жидкости с низкой электропроводностью. Основным требованием является содержание в жидкости достаточно большого числа одинаковых ядер с магнитным моментом, отличным от нуля. К таким ядрам могут быть отнесены ядра фтора, дейтерия, лития и ряд других. Расходомер такого типа должен содержать следующие элементы: постоянный магнит, генератор высокой частоты, детектор сигнала ядерно-магнитного резонанса. Измерение расхода может производиться по амплитуде сигнала погашения ЯМР (амплитудный метод), зависящей от скорости обновления жидкости в радиочастотной катушке. В последнее время разработаны расходомеры с формированием отметок потока, основанных на явлении ядерно-магнитного резонанса (табл. VI.1, схема *и*). В этих устройствах измеряется время прохождения поляризованным потоком определенного участка трубопровода. Разработаны также схемы с метками проводимости (или диэлектрической проницаемости табл. VI.1, схема *к*).

7. РАСХОДОМЕРЫ ПЕРЕМЕННОГО ПЕРЕПАДА ДАВЛЕНИЙ

К группе расходомеров переменного перепада давлений относятся устройства, в которых расход определяется по разности давлений до и после неподвижной диафрагмы с отверстием (рис. VI.26) в двух точках сопла Вентури, помещенного в поток, и с помощью других подобных устройств [10] (*1—1*, *2—2*, *3—3*, *4—4*-сечения по-

тока). Принцип действия таких расходомеров основан на измерении скорости в сжатом диафрагмой *2—2* потоке жидкости или газа. Как известно, для несжимаемой жидкости уравнение весового расхода имеет следующий вид:

$$G = \alpha S_2 \sqrt{2\rho/p_1 - p_2} \text{ кг/сек}, \qquad \text{(VI.50)}$$

где S_2 — площадь отверстия диафрагмы *2*;

$$\alpha = \frac{\mu\xi}{\sqrt{1-\mu^2\varphi^2}};$$

$\mu = \frac{S_3}{S_2}$ — коэффициент сжатия струи;

$m = \frac{S_2}{S_1}$ — коэффициент диафрагмы;

ξ — коэффициент, учитывающий часть энергии потока, затрачиваемую на трение и завихрения;

ρ — плотность жидкости (несжимаемой) в *кг/м*^{3}.

При измерении сжимаемой жидкости, если пренебречь трением и теплопроводностью, то течение можно считать адиабатическим. Весовой расход в этом случае

$$G = \alpha S_2 \varepsilon \sqrt{2\rho (p_1 - p_3)} \text{ кг/сек}, \qquad \text{(VI.51)}$$

где

$$\varepsilon = \frac{\alpha_\chi}{\alpha} \sqrt{\frac{1-\mu_\chi^2 m^2}{1-\mu_\chi^2 m^2 \left(\frac{p_2}{p_1}\right)^{\frac{2}{\chi}}}} \cdot \sqrt{\frac{p_1}{p_1-p_2} \cdot \frac{\chi}{\chi-1}\left[\left(\frac{p_2}{p_1}\right)^{\frac{2}{\chi}} - \left(\frac{p_2}{p_1}\right)^{\frac{\chi+1}{\chi}}\right]};$$

χ — показатель адиабаты, и

$$\alpha_\chi = \frac{\xi\mu_\chi}{\sqrt{1-\mu_\chi^2 m^2}}.$$

При этом вследствие расширения сжатого сечения струи $\mu_\chi > \mu$. Такие устройства являются самыми распространенными и весьма универсальными, пригодными для измерения расходов жидкости, газа и пара. Квадратичная зависимость перепада давления от расхода, влияние на показания расходомера изменения плотности среды, инерционность и недостаточная точность измерений несколько ограничивают их применение. Недостатком рассмотренных расходомеров является также трудность определения без специальной градуировки коэффициентов α и ξ. Небольшие отклонения размеров переходного сечения дросселирующих устройств от расчетных приводят к значительным погрешностям при измерении скорости потока. Более высокая точность измерения расходов может быть получена с помощью устройств, в которых используются дифференциальные гидро- или пневмоусилители.

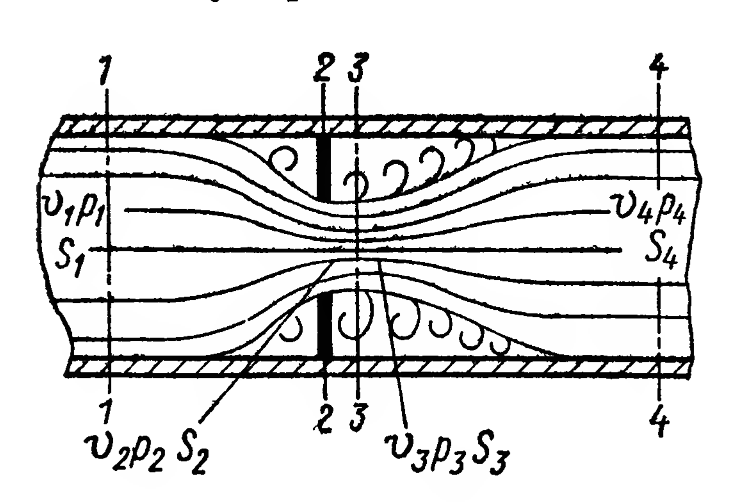


Рис. VI.26. Параметры потока, проходящего через диафрагму

8. РАСХОДОМЕРЫ С ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ СКОРОСТНОГО НАПОРА

Из устройств этой группы для измерения нестационарных расходов нашли применение малоинерционные конструкции. Конструкция такого расходомера изображена на рис. VI.27. В цилиндрическом корпусе расположена металлическая диафрагма, опирающаяся на пружину. Снаружи на корпусе прибора установлена индукционная катушка. Под действием потока диафрагма сжимает пружину

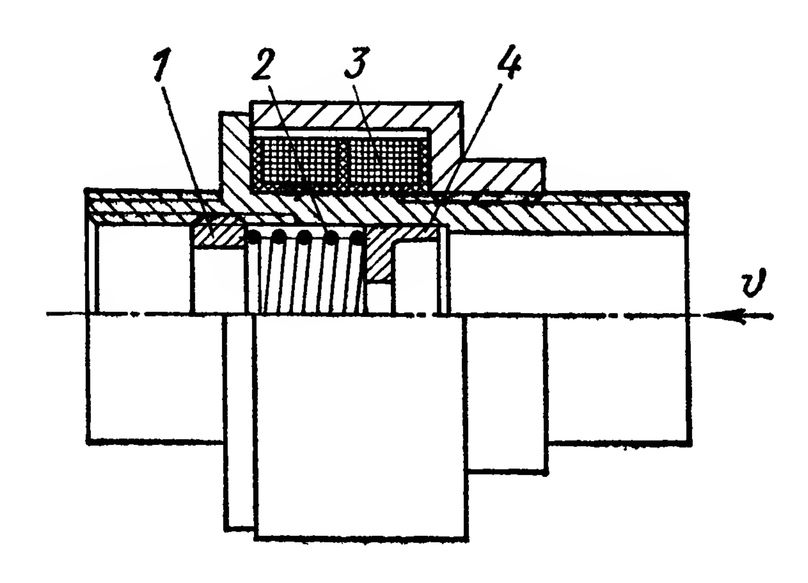


Рис. VI.27. Схема расходомера с подвижной диафрагмой и индуктивным преобразователем:

1 — втулка, регистрирующая сжатие пружины; 2 — немагнитная пружина; 3 — индуктивная катушка; 4 — подвижная магнитная диафрагма

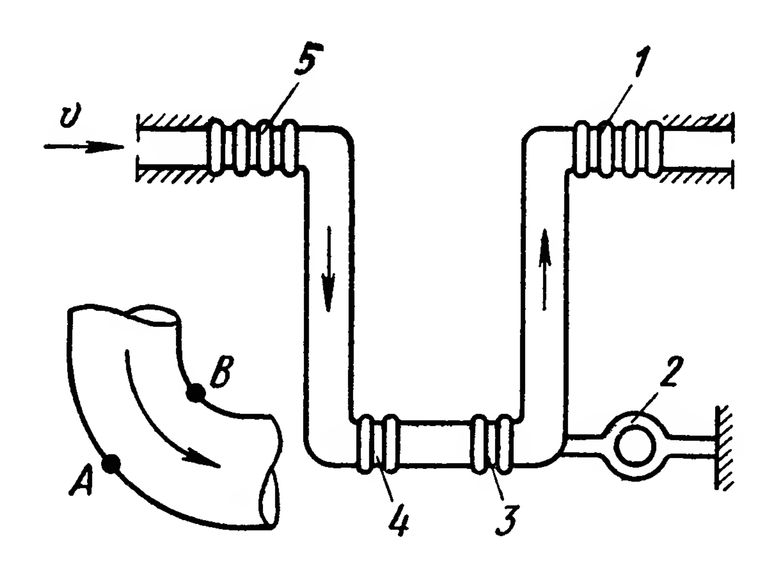


Рис. VI.28. Схема расходомера, измеряющего расход по величине скоростного напора, приложенного к стенке патрубка:

1, 3, 4, 5 — упругие соединения; 2 — измеритель возникающего усилия

и перемещается на определенную величину, изменяя индуктивность катушки. Для рассматриваемого прибора уравнение расхода имеет следующий вид:

$$Q = \frac{\alpha S_к S_T}{\sqrt{S_T^2 + \varphi \alpha^2 S_к^2}} \sqrt{\frac{2}{\rho S} ch}, \qquad \text{(VI.52)}$$

где S_T, S, $S_к$ — площади сечения трубопровода, диафрагмы и отверстия в диафрагме;

α — постоянный коэффициент расходомера, определенный как $\alpha = \frac{Q_{max}}{h_{max}}$;

φ — коэффициент обтекания диафрагмы;

c — коэффициент жесткости пружины;

h — линейное перемещение диафрагмы от нулевого положения (основной измерительный параметр, который фиксируется датчиком).

Ввиду того что частота собственных колебаний системы, состоящей из диафрагмы и пружины, сравнительно низкая, такие устройства применяют для измерения потоков, имеющих малую частоту пульсации.

Имеются расходомеры, определяющие расход по скоростному напору потока без наличия обтекаемого тела. В таких устройствах

измеряется величина скорости напора на стенку патрубка, например, при изменении направления движения потока под прямым углом (рис. VI.28). В этом случае измерительные участки трубопровода располагаются на гибких соединениях, что позволяет с достаточной точностью измерять скоростной напор потока. При повороте потока жидкости в колене между его выпуклой и вогнутой образующими возникает перепад давления, функционально связанный со средней скоростью потока:

$$\Delta p = c_к \frac{v^2}{2g}, \qquad (VI.53)$$

где Δp — перепад давления между выпуклой и вогнутой образующими колена в *н/м*²;

$c_к$ — коэффициент, зависящий от геометрических размеров колена, в *кг/м*²·*сек*²;

v — средняя скорость потока в *м/сек*;

g — ускорение силы тяжести в *м/сек*².

Уравнение расхода в этом случае обычно записывают в следующем виде:

$$Q = C\alpha_к D^2 \sqrt{\frac{R_0}{2D}} \sqrt{2gh} \;\; м^3/сек, \qquad (VI.54)$$

где C — коэффициент размерности;

$\alpha_к$ — коэффициент расхода колена;

R_0 — радиус кривизны осевой линии колена в *м*.

При отсутствии расхода жидкости (рис. VI.28) перепад давления в точках A и B равен

$$\Delta p_0 = p_1 - p_2 = \gamma (z_2 - z_1) \qquad (VI.55)$$

или в *мм* столба измеряемой жидкости

$$h_0 = z_2 - z_1. \qquad (VI.56)$$

Величину h_0 можно выразить через диаметр колена:

$$h_0 = \frac{D}{\sqrt{2}}.$$

Недостаток расходомера, показанного на рис. VI.28, состоит в том, что его показания зависят от давления измеряемой среды. Последнее может быть исключено путем использования компенсирующего сильфонного элемента.

9. ИНЕРЦИАЛЬНЫЕ МАССОВЫЕ РАСХОДОМЕРЫ

Отдельную группу составляют так называемые инерциальные массовые расходомеры, в которых измеряемому веществу сообщаются дополнительные движения. Показания таких расходомеров не зависят от параметров вещества и целиком определяются весовыми расходами [5, 7].

В зависимости от того, какое дополнительное движение сообщается потоку (при помощи вращающегося или колеблющегося звена), чувствительным элементом измеряется усилие Кориолиса,

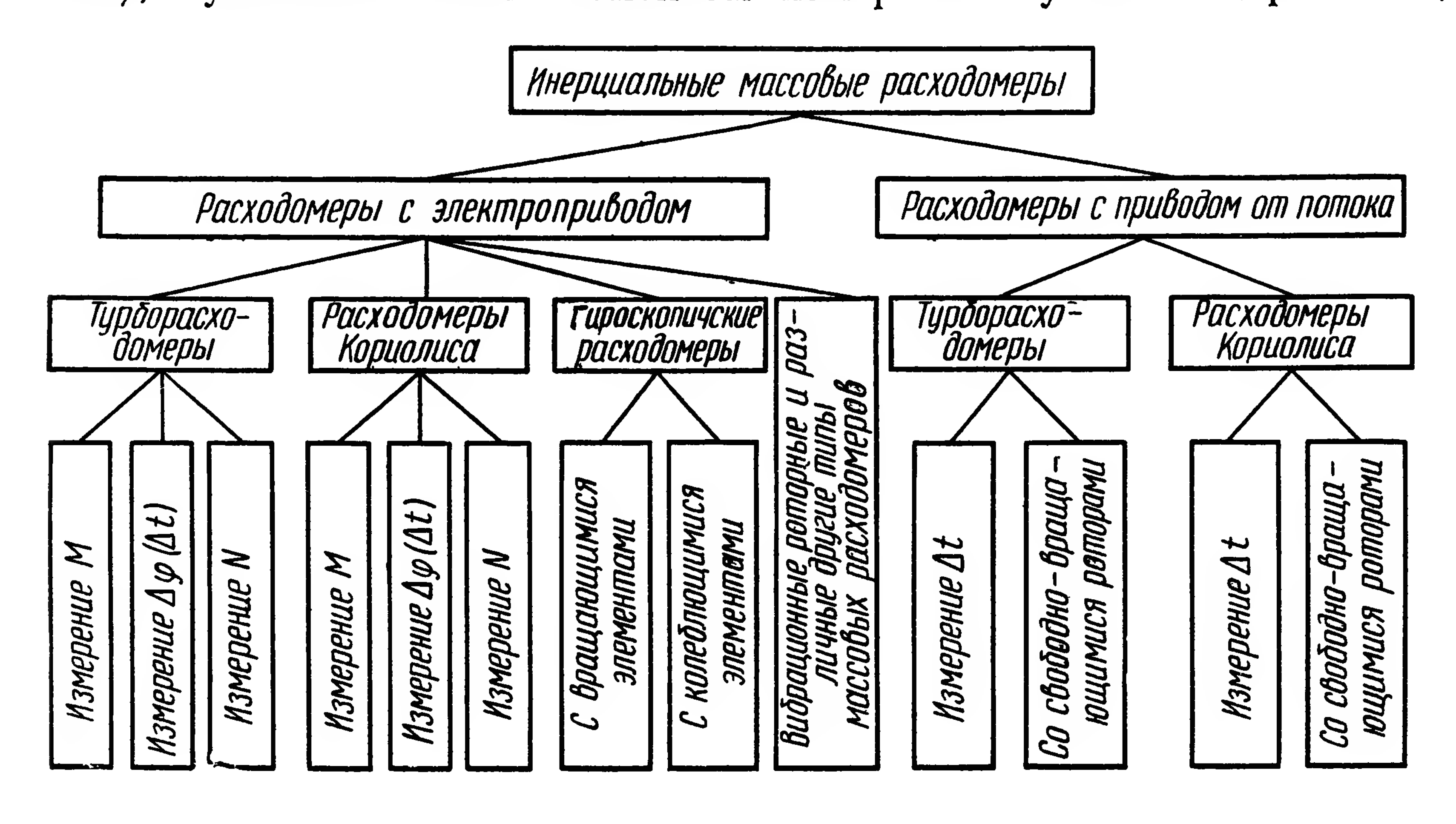


Рис. VI.29. Классификация инерциальных массовых расходомеров

гироскопический эффект или вращающий момент, которые будут пропорциональны массовому расходу вещества. Общая классификация инерциальных массовых расходомеров приведена на рис. VI.29.

Массовые расходомеры с электроприводом роторов. Турборасходомеры с моментными преобразователями. Принцип действия турборасходомера (рис. VI.30) заключается в создании вращающимся потоком жидкости момента на ведомой крыльчатке и измерении этого момента. Первая, со стороны движения потока, крыльчатка K приводится во вращение электродвигателем с постоянной угловой скоростью ω. Вторая крыльчатка K_2 укреплена на упругом элементе. Вращающаяся крыльчатка создает в протекающей жидкости инерционный момент, поэтому закручиваемый поток жидкости создает давление на лопасти ведомой крыльчатки и заставляет ее поворачиваться на некоторый угол.

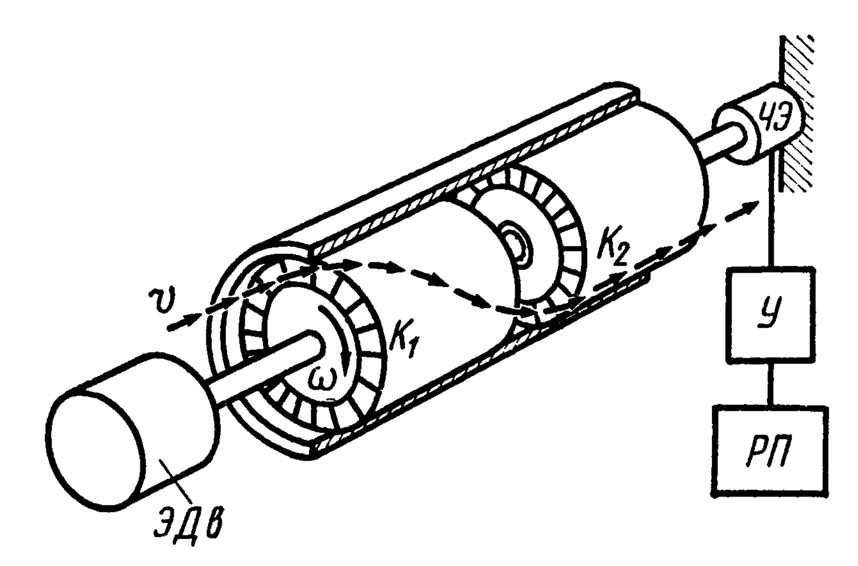


Рис. VI.30. Принципиальная схема турборасходомера:

ЭДв — электродвигатель; K_1 — вращающаяся крыльчатка; K_2 — измерительная крыльчатка; ЧЭ — упругое звено с чувствительным элементом; У — усилитель, РП — регистрирующий прибор

Величина момента на ведомой крыльчатке пропорциональна массовому расходу вещества. Обозначим момент количества движения жидкости и крыльчатки через $dL = \omega dl$, где ω — угловая скорость

крыльчатки; $dI = r^2 dm$ — момент инерции массы жидкости dm; r — средний радиус вращения каналов относительно оси крыльчатки. Тогда при отсутствии потерь на пути жидкости от ведущей крыльчатки к ведомой момент на ведомой крыльчатке определяется по формуле

$$\frac{dL}{dt} = \omega r^2 \frac{dm}{dt} = M. \qquad \text{(VI.57)}$$

Таким образом, момент на оси ведомой крыльчатки пропорционален массовому расходу жидкости.

Вариант конструкции измерительного устройства этого типа показан на рис. VI.31. Ведомая крыльчатка установлена на оси,

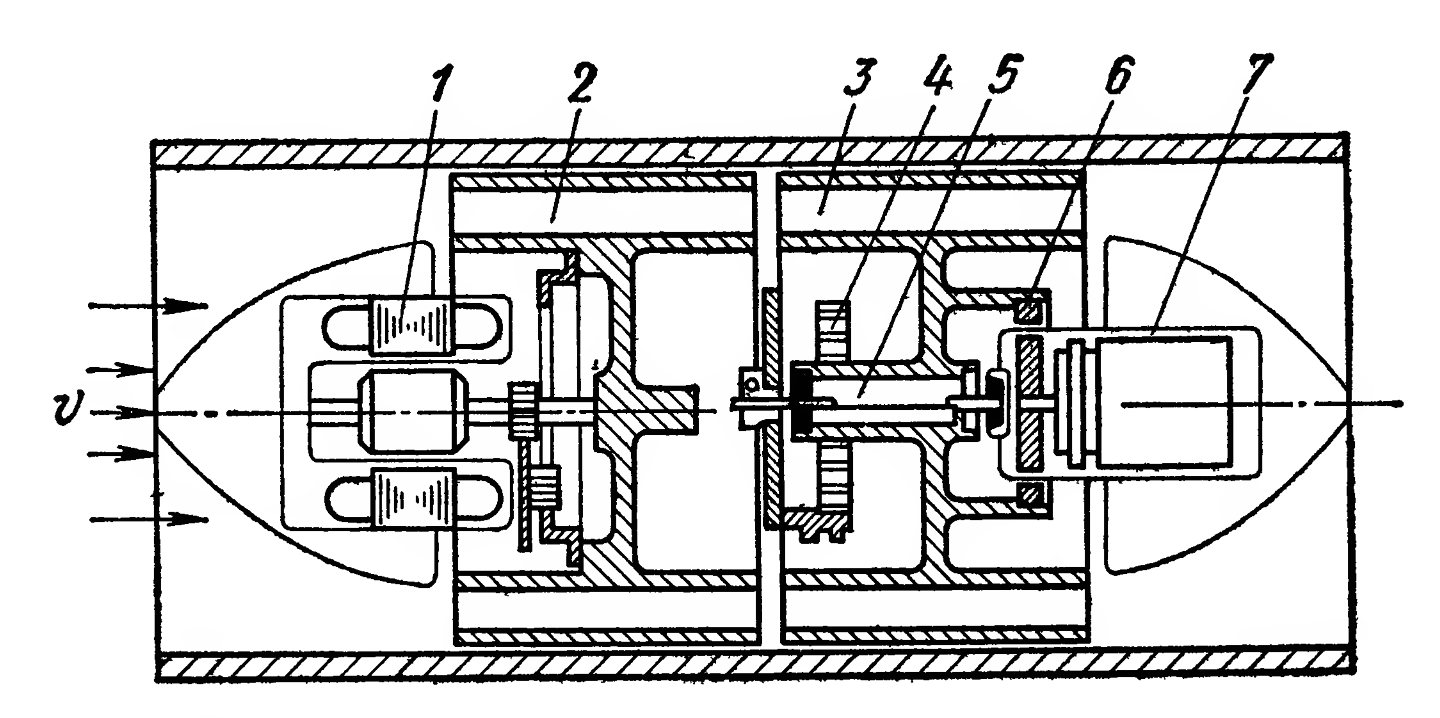


Рис. VI.31. Турборасходомер с электромагнитным преобразователем поворота ведомой крыльчатки:

1 — синхронный электродвигатель; 2 — ведущая крыльчатка; 3 — ведомая крыльчатка; 4 — упругая подвеска ведомой крыльчатки; 5 — пружина; 6 — экранированная магнитная муфта; 7 — сельсин

расположенной в корпусе, и удерживается от кругового вращения при помощи спиральной пружины. Электроприводом ведущей крыльчатки служит экранированный электродвигатель. Между ведомой крыльчаткой и сельсин-датчиком установлена экранированная магнитная муфта. Погрешности измерения этого расходомера на значительной части измерительного диапазона составляют 0,25—0,5%.

Турборасходомеры с преобразователями углового перемещения. В этих расходомерах измерение массового расхода осуществляется по величине углового смещения $\Delta\varphi$ ротора, синхронно вращаемого от электродвигателя через упругий элемент. Угловой сдвиг определяется двумя магнитоиндукционными датчиками, размещенными на корпусе, при прохождении мимо них специальных магнитных отметчиков, установленных на роторе и на приводном валу. При вращении ротора с постоянной угловой скоростью величина массового расхода пропорциональна величине Δt между импульсами, получаемыми с двух отметчиков. На рис. VI.32 показан такой расходомер, предназначенный

для измерения массового расхода топлива в диапазоне 0,005—0,05 *кг/сек*.

При протекании потока через прямолопастную крыльчатку, вращающуюся с угловой скоростью ω, на ней возникает инерционный момент $M = G\omega R_{cp}^2$, который может быть выражен в относительных величинах промежутком времени между импульсами, ге-

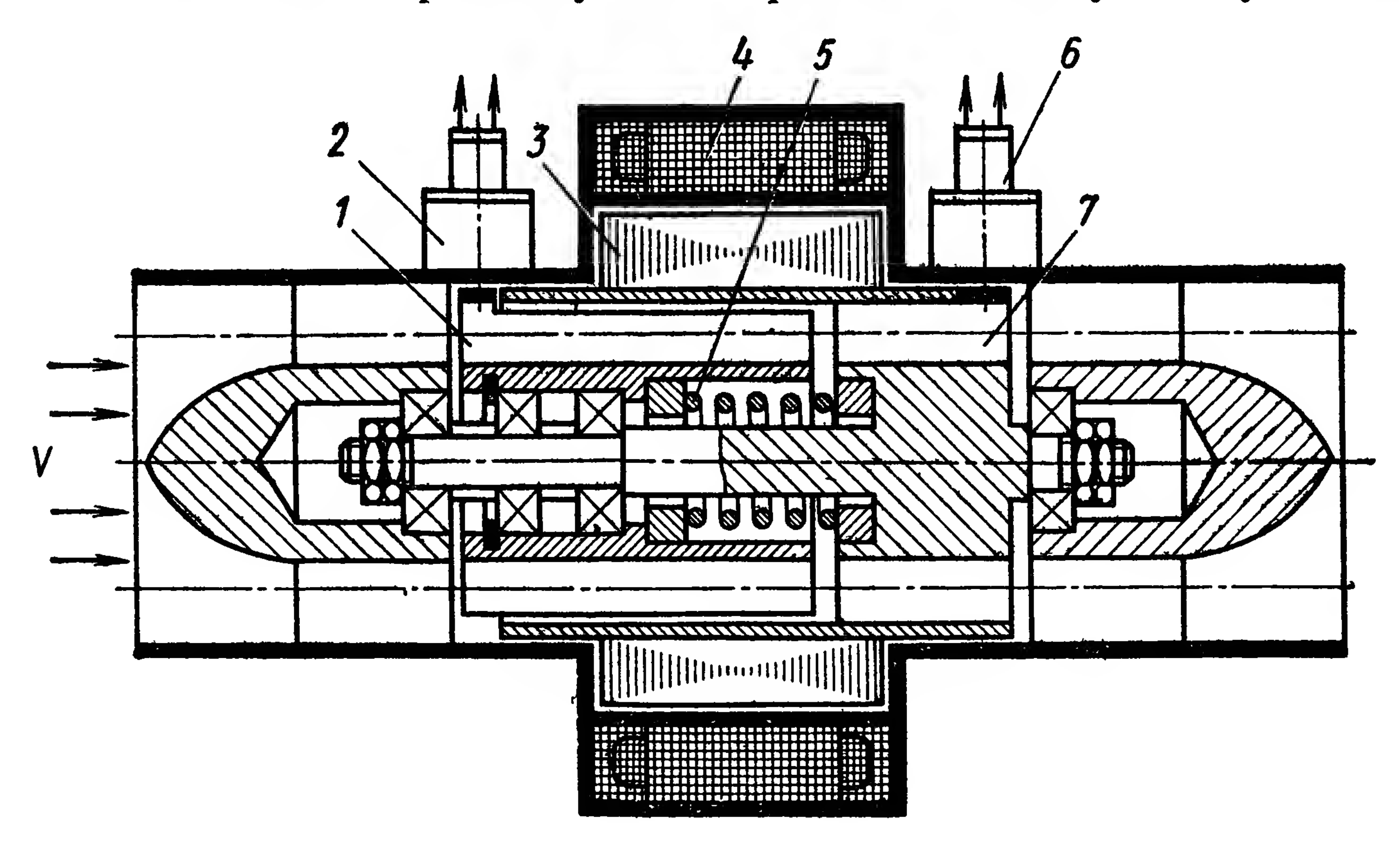


Рис. VI.32. Схема массового расходомера с измерением расхода по величине углового сдвига ротора:

1 — измерительная крыльчатка; 2, 6 — индукционные преобразователи; 3 — ротор электродвигателя; 4 — статор электродвигателя; 5 — пружина; 7 — крыльчатка с экранирующей втулкой

нерируемыми соответственно отметчикам спиральной и прямолопастной крыльчаток:

$$M = K_1 \frac{\Delta t}{T}. \qquad \text{(VI.58)}$$

При этом $\omega = 2\pi f = 2\pi \frac{1}{T}$. Подставляя значение ω и μ в выражение для G, получим

$$G = \frac{M}{R_{cp}^2 \omega} = K_2 \Delta t,$$

где

$$K_2 = \frac{K_1}{2R_{cp}^2 \pi} = \text{const} \ (кг/сек^2).$$

Таким образом, в данном расходомере мгновенная величина массового расхода вещества прямо пропорциональна промежутку времени Δt между двумя смежными импульсами, генерируемыми соответственно магнитоиндукционными узлами спиральной и прямолопастной крыльчаток, а интегральный расход при синхронном приводе крыльчаток — сумме промежутков Δt за время измерения.

Турборасходомеры с преобразователями тока. В турборасходомерах с ведущей крыльчаткой и неподвиж-

ной крыльчаткой (импеллером) измеряется количество энергии, передаваемой массой вращающегося вещества от ведущей крыльчатки на ведомую, на которой вращающийся поток тормозится и отдает полученную им энергию. Поэтому представляется возможным проводить измерение расхода по мощности, отбираемой потоком от ведущей крыльчатки. Мощность, отбираемая потоком от равномерно вращающегося ротора (в случае синхронного электропривода), пропорциональна величине массового расхода:

$$N = G\omega^2 r^2. \qquad \text{(VI.59)}$$

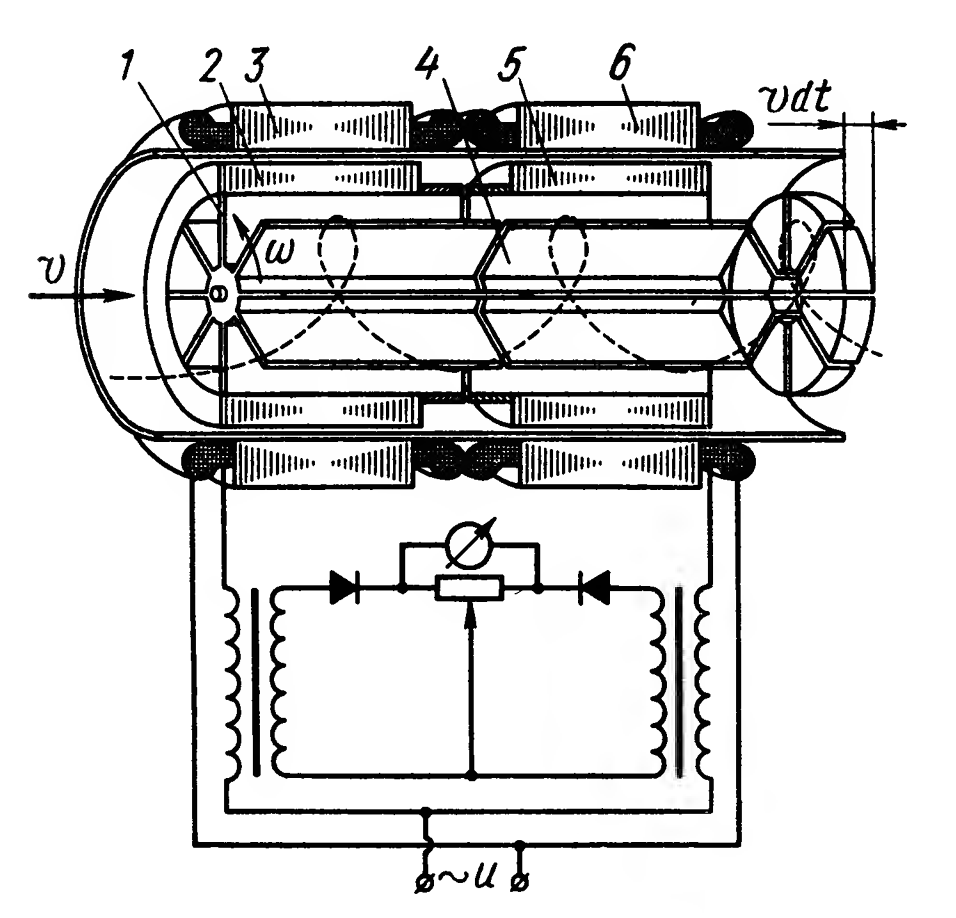


Рис. VI.33. Схема двухроторного компенсационного расходомера:

1, 4 — прямолопастные крыльчатки; *2, 5* — роторы электродвигателей; *3, 6* — статоры электродвигателей

Для контроля потоков, вязкость которых изменяется в широких пределах, необходимо применять компенсационные двухроторные турборасходомеры, показания которых не зависят от величины вязкости измеряемой среды. К последним относятся двухроторный компенсационный турборасходомер с экранированным электроприводом, схема которого приведена на рис. VI.33 (штриховой линией показана траектория движения частицы жидкости). Для исключения влияния вязкости измеряемой жидкости в этом устройстве в потоке последовательно устанавливаются две одинаковые вращающиеся крыльчатки. К ротору *1* будет приложен бо́льший момент

$$M_1 = M_p + M_{\Sigma T \mathrm{I}}, \qquad \text{(VI.60)}$$

где $M_p = G_\omega R^2$,

здесь M_p — момент, необходимый для создания в потоке вращательного движения;

G — массовый расход жидкости в *кг/сек*;

ω — угловая скорость крыльчатки в 1/*сек*;

R — средний радиус крыльчатки;

$M_{\Sigma T \mathrm{I}}$ — суммарный момент трения.

К ротору *4* будет приложен момент $M_2 = M_{\Sigma T \mathrm{II}}$.

При одинаковых размерах роторов и условиях вязкого трения $M_{\Sigma T \mathrm{I}} = M_{\Sigma T \mathrm{II}}$.

Отсюда имеем:

$$M_1 - M_2 = M_{\Sigma T \mathrm{I}} + M_p - M_{\Sigma T \mathrm{II}} = M_p. \qquad \text{(VI.61)}$$

Вследствие того, что мощность (или ток), потребляемая электро-

двигателями в рабочем диапазоне, линейно зависит от приложенного к ротору момента, имеем:

$$N_1 - N_2 = f(G) \tag{VI.62}$$

и

$$I_1 - I_2 = f(G). \tag{VI.63}$$

Таким образом, разность мощностей или токов, потребляемых электроприводами обоих роторов, прямо пропорциональна величине массового расхода.

Массовые расходомеры с приводом от потока. Турборасходомеры с упругосвязанными роторами. Если необходимо проводить измерение массовых расходов на достаточно мощных потоках, а подача электроэнергии к расходомеру затруднительна, то для вращения ротора может быть использована энергия самого измеряемого потока. В большинстве таких устройств измерительные роторы вращаются с переменной угловой скоростью и для измерения массового расхода используются принципы, отличающиеся от рассмотренных выше.

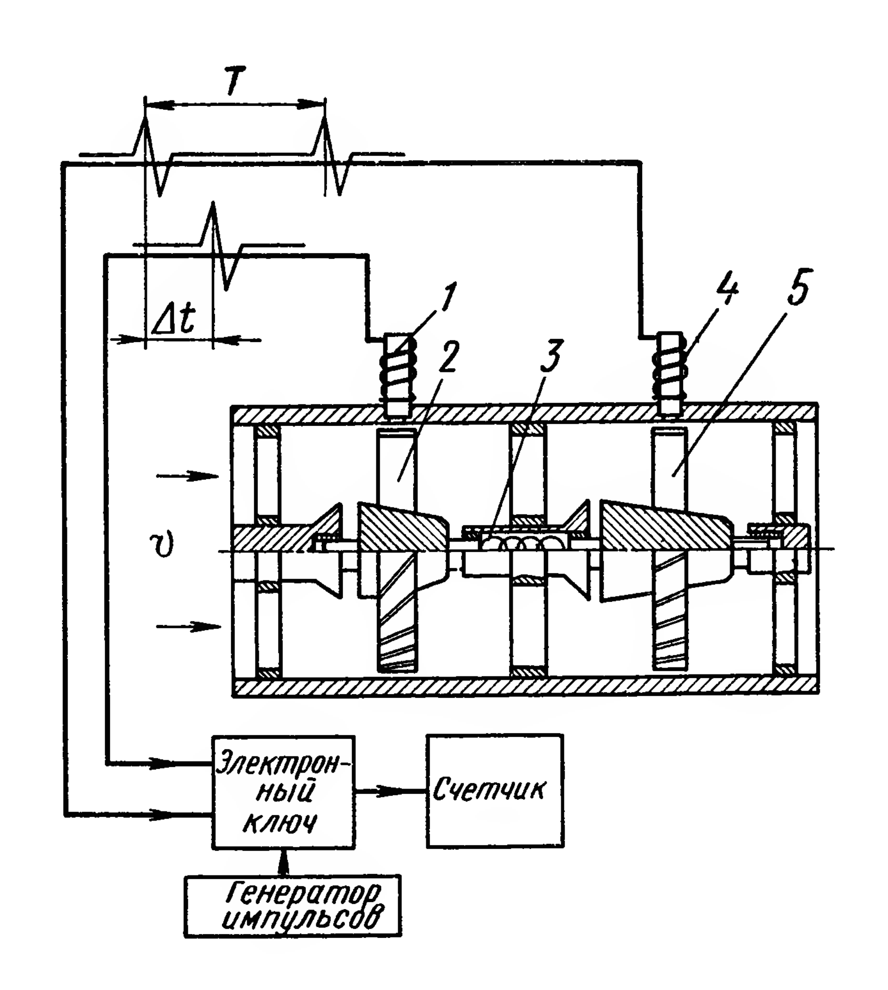


Рис. VI.34. Турборасходомер с приводом от потока

В настоящее время разработан массовый расходомер, в котором используются две упруго связанные через пружину *3* спиральные крыльчатки *2* и *5*, имеющие разный угол наклона лопастей (рис. VI.34). Для измерения взаимного смещения двух крыльчаток во временном измерении предназначены два индукционных отметчика *1* и *4*, в которых формируются импульсы при прохождении магнитных элементов, установленных на лопастях крыльчаток. Эти импульсы сдвинуты во времени на величину Δt, которая пропорциональна массовому расходу вещества. Расход при этом определяется по формуле

$$G = \frac{M}{\omega} k. \tag{VI.64}$$

Проходящий через крыльчатку поток жидкости приобретает вращательное движение с угловой скоростью ω и при этом в нем создается определенный момент M. Величина этого момента равна моменту, приложенному к пружине, связывающей две крыльчатки. Так как относительная величина промежутка времени $\Delta t/T$ между импульсами на измерительном сигнале пропорциональна моменту M, приложенному между первой и второй крыльчатками

$\left(M = k_1 \frac{\Delta t}{T}\right)$, получим следующее выражение для определения массового расхода

$$G = \frac{M}{\omega} k = \Delta t k \frac{k_1}{k_2} = K_3 \Delta t, \qquad \text{(VI.65)}$$

где $\omega = k_2 \frac{1}{T}$;

k, k_1, k_2, k_3 — постоянные коэффициенты.

В этом устройстве как момент M, так и угловая скорость ω комплексно измеряются двумя индукционными отметчиками.

На точность показаний такого расходомера оказывает влияние вязкость измеряемой среды.

Динамические свойства массовых расходомеров. Известные типы массовых расходомеров с динамической точки зрения можно разделить на расходомеры с синхронным электроприводом, с асинхронным экранированным электроприводом и с приводом от потока.

В расходомерах с синхронным электроприводом и крыльчатками, не имеющими угловой скорости относительно охватывающих их стаканов, чувствительный элемент обычно устанавливается на пружине. Пружина и крыльчатка — два элемента, способные запасать и взаимно обмениваться энергией. В этом случае движение крыльчатки описывается дифференциальным уравнением второго порядка [12]:

$$J \frac{d^2\varphi}{dt^2} = M_{вс} - M_n, \qquad \text{(VI.66)}$$

где J — равно сумме момента инерции $J_к$ измерительной крыльчатки и момента инерции жидкости $J_{ж}$, заполняющей каналы крыльчатки;

$M_{вс}$ — момент внешних сил, действующих на крыльчатку при придании массовому расходу G угловой скорости ω;

M_n — противодействующий момент;

φ — угол поворота для крыльчатки.

Для переходного режима, когда угол φ изменяется, имеем

$$M_{вс} = kG\omega - \frac{d\varphi}{dt}; \qquad \text{(VI.67)}$$

$$M_n = c\varphi + R\frac{d\varphi}{dt}, \qquad \text{(VI.68)}$$

где G — массовый расход;

k — коэффициент, зависящий от размера крыльчатки;

c — жесткость пружины;

R — коэффициент вязкого трения, учитывающий геометрию крыльчатки.

Подставляя формулы (VI.67) и (VI.68) в выражение (VI.66), получим в операторной форме

$$[T_1 p^2 + (T_2 + T_3) p + 1]\,\varphi = kG, \qquad \text{(VI.69)}$$

где

$$T_1=\sqrt{\frac{J}{c}};\ T_2=\frac{R}{c};\ T_3=\frac{kG}{c}$$

и

$$k=\frac{k\omega}{c}.$$

Перенос ω в правую часть дает величину измеряемого в некоторых приборах временнóго отставания Δt при вращающихся крыльчатках как выходной величины расходомера. В этом случае

$$[T_1^2p^2+(T_2+T_3)p+1]\Delta t=k^*G, \qquad (VI.70)$$

где статическая чувствительность $k^*=\frac{k}{c}$.

В расходомерах с приводом от потока система вращающихся крыльчаток, связанных пружиной, может рассматриваться как крыльчатка турбинного расходомера. Уравнение крыльчатого расходомера удовлетворяет форме апериодического звена с постоянной времени, находящейся в обратно пропорциональной зависимости от скорости потока v. В этом случае

$$K_n v=\omega(T_к p+1), \qquad (VI.71)$$

где $k_г$ — коэффициент преобразования и

$$T_к=\frac{T_г}{v},$$

здесь $T_г$ — постоянная величина, определяемая геометрическими параметрами подвижной части расходомера, а также параметрами измеряемого потока жидкости.

Таким образом, уравнение движения для расходомеров с приводом от потока можно записать в виде:

$$[T_1^2p^2+(T_2+T_3)p+1]\Delta t=k^*G(T_к p+1). \qquad (VI.72)$$

Сравнение массовых расходомеров. На рис. VI.35 приведены схемы основных типов массовых расходомеров.

В массовых расходомерах с электроприводом на измерительной крыльчатке, имеющей продольные или радиальные каналы, создается при прохождении потока момент. Величина этого момента пропорциональна массовому расходу вещества и может быть измерена различными способами. В том случае, когда измерительная крыльчатка не совершает вращения, определение момента может быть произведено с помощью различных торсионных элементов (рис. VI.35, *а*, *б*). Измерение момента на вращающемся роторе может быть выполнено по величине мощности, потребляемой электроприводом (рис. VI.35, *е*, *з*), и по величине углового сдвига двух вращающихся роторов, определяемого с помощью двух индукционных преобразователей и двух магнитных отметчиков (рис. VI.35, *в*—*ж*, *и*).

	Для потоков с малым изменением вязкости		Расходомеры с частичной компенсацией вязкости		Расходомеры с полной компенсацией вязкости	
	Турборасходомеры	Расходомеры Кориолиса	Турборасходомеры	Расходомеры Кориолиса	Турборасходомеры	Расходомеры Кориолиса
Электропривод	а)	б)	в) г)	д)	е) ж)	з) и)
Гидропривод	к)	л)	м)	н)	о)	п)

Рис. VI.35. Принципиальные схемы массовых расходомеров с измерением расхода по величине момента или промежутка времени Δt

В случае измерения массовых расходов веществ, вязкость которых изменяется в широких пределах, используются турборасходомеры, имеющие частичную или полную компенсацию влияния вязкости. С целью частичной компенсации влияния вязкости измерительная крыльчатка может быть установлена в специальной втулке, которая жестко связана с приводным ротором. Эта втулка воспринимает момент вязкого трения, возникающий на периферии крыльчатки (рис. VI.35, *в*, *д*).

Аналогичную схему имеет массовый расходомер, установленный на роторе нагнетателя турбомашины (рис. VI.35, *г*).

Полная компенсация влияния вязкости на показания массового расходомера достигается в двухроторных расходомерах. В двухроторных компенсационных расходомерах в потоке последовательно устанавливаются две идентичные вращающиеся крыльчатки. Разность мощностей, потребляемых электроприводами первого и второго роторов, пропорциональна величине массового расхода вещества и не зависит от его вязкости (рис. VI.35, *е*, *з*). Для того чтобы осуществлялась полная компенсация вязкости, синхронные электроприводы обоих роторов должны иметь совершенно идентичные характеристики в рабочих диапазонах. Это требование создает дополнительные трудности при разработке таких расходомеров.

В компенсационных расходомерах, приведенных на рис. VI.35, *ж*, *и*, привод двух крыльчаток осуществляется через идентичные упругие элементы с помощью одного синхронного или асинхронного электропривода. При этом массовый расход измеряется соответственно по величине $\Delta\varphi$ или Δt. Конструкция такого расходомера проста, но электрическая схема достаточно сложная.

В группе массовых расходомеров, приводимых от потока с помощью спиральной крыльчатки, последняя через упругий элемент может вращать одну или две измерительные крыльчатки, имеющие продольные или радиальные каналы. Массовый расход измеряется по величине Δt.

Такие расходомеры могут разрабатываться трех типов:

а) без компенсации влияния вязкости (рис. VI.35, *к*, *л*); б) с частичной компенсацией влияния вязкости (рис. VI. 35, *м*, *н*); в) с полной компенсацией влияния вязкости (рис. VI.35, *о*, *п*).

Для жидкостей, вязкость которых изменяется существенно, могут быть применены расходомеры с частичной компенсацией вязкости (рис. VI.35, *м*, *н*). В этих устройствах на ведущей крыльчатке жестко установлена тонкая металлическая гильза, в которой с зазором расположена ведомая крыльчатка. Вследствие того, что ведущая и ведомая крыльчатки вращаются синхронно, момент вязкого трения, возникающий на периферии ведомой крыльчатки, с помощью гильзы целиком передается ведущей крыльчатке, не вызывая соответствующих деформаций пружины.

В расходомерах с полной компенсацией влияния вязкости (рис. VI.35, *о*, *п*) две измерительные крыльчатки установлены на оси на одинаковых упругих элементах. На обе крыльчатки одно-

временно действует момент сил вязкого трения. Под действием момента, пропорционального величине массового расхода, крыльчатки смещаются на определенный угол. Измерение расхода производится по величине параметра Δt.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Агейкин Д. И., Костина Е. Н., Кузнецова Н. Н.** Датчики контроля регулирования. М., Изд-во «Машиностроение», 1965, 928 с.

2. **Биргер Г. Н., Бражников Н. И.** Ультразвуковые расходомеры. М., Изд-во «Металлургия», 1964, 180 с.

3. **Бошняк Л. Л., Бызов Л. Н.** Тахометрические расходомеры. М., Изд-во «Машиностроение», 1968, 212 с.

4. **Вовченко Н. Я.** Динамические характеристики скоростного расходомера с вертушкой. Труды МАИ, Вып. 109, Авиационное приборостроение и автоматика. Сб. статей под ред. Б. А. Рябова, М., Оборонгиз, 1959, 180 с.

5. **Катыс Г. П.** Системы автоматического контроля полей скоростей и расходов. М., Изд-во «Наука», 1965, 464 с.

6. **Катыс Г. П.** Объемные расходомеры. М. — Л. Изд-во «Энергия», 1965, 86 с.

7. **Катыс Г. П.** Массовые расходомеры. М. — Л. Изд-во «Энергия», 1965, 88 с.

8. **Коротков П. А., Беляев Д. В., Азимов Р. К.** Тепловые расходомеры. М., Изд-во «Машиностроение», Л., 1969, 180 с.

9. **Корсунский Л. М.** Электромагнитные гидрометрические приборы. М., Стандартгиз, 1964, 215 с.

10. **Кремлевский П. П.** Расходомеры. М., Машгиз, 1963, 810 с.

11. **Ильинский В. М.** Бесконтактные расходомеры. М., Изд-во «Энергия», 1970, 112 с.

12. **Ильинский В. М.** Динамические свойства массовых расходомеров. Труды III научно-технической конференции «Методы и приборы для измерения расходов и количеств жидкости, газа и пара», 1967.

13. **Grey I.** Transient Response of the Turbine Flowmeter, «Jet Propulsion», 1956, v. 26, N 2.

14. **Freymuth Peter.** Nonlinear Control Theory for Constant Temperature Hot-Wire Anemometers, «Rev. Scient. Instrum.», 1969, v. 40, N 2.

ГЛАВА VII

УСТРОЙСТВА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ, СКОРОСТЕЙ И УСКОРЕНИЙ

Рассматриваемые ниже устройства служат для преобразования изменения регулируемой линейной или угловой величины в выходной сигнал информации. Регулируемой линейной величиной может быть расстояние уровня жидкости до начальной отметки, расстояние между перемещающимися деталями или узлами машин или механизмов, размеры деталей, подлежащих сортировке, либо размеры деталей, получаемых в процессе автоматической обработки.

1. УСТРОЙСТВА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

Устройства для измерения перемещений широко применяются в различных системах автоматического регулирования и контроля. Типичным примером может служить использование таких устройств для определения изменения размеров и отклонений формы деталей как при рассортировке их, так и в процессе обработки для регулирования положения и перемещения различных объектов. Измерительные устройства, применяемые в машиностроительном и приборостроительном производстве, используемые в процессе обработки деталей, предназначаются, в основном, для измерения малых перемещений (менее 1 *мм*); для измерения положений различных объектов, уровней жидкостей и в других подобных случаях применяют измерительные устройства для измерения больших перемещений.

На рис. VII.1 представлены две типичные схемы автоматических измерительных устройств для определения размеров деталей, в которых применяются подобные устройства. На рис. VII,1, *а* дана схема контрольно-сортировочного автомата, а на рис. VII.1, *б* — схема системы регулирования. Размер детали *5* определяется устройством для измерения малых линейных перемещений *1* (рис. VII.1, *а*). Результаты измерения в преобразованном виде (например, в виде импульсов тока) через усилитель *2* передаются исполнительному органу *3*. В контрольно-сортировочных автоматах исполнительный орган управляет работой сортировочного устройства *4*.

В системах автоматического регулирования (рис. VII.1, *б*) измерительное устройство *1* определяет с требуемой точностью размер детали *5*, обрабатываемой исполнительным органом *3*.

Для изменения положения рабочих органов станка или сортирующего устройства автомата требуются относительно большие усилия, которые нельзя получить непосредственно от измерительного устройства. В измерительных устройствах в зависимости от условий их использования применяют различные дополнительные элементы

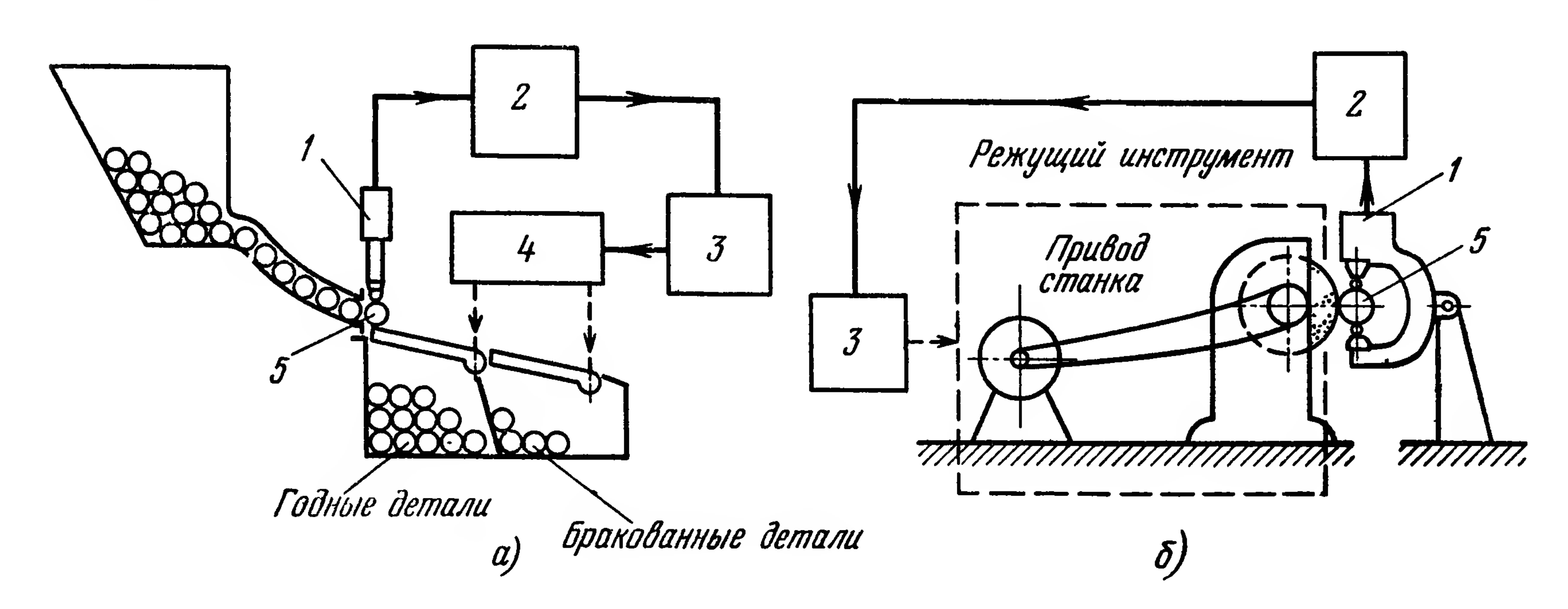


Рис. VII.1. Схемы автоматических устройств:

а — для контроля и сортировки деталей; *б* — для контроля и автоматизации процесса обработки деталей

для преобразования измеряемой величины в электрический сигнал — механические, гидравлические, пневматические, электрические и др. Вопрос классификации измерительных устройств является чрезвычайно сложным; так, существует много разнообразных признаков, по которым они различаются. Например, по характеру

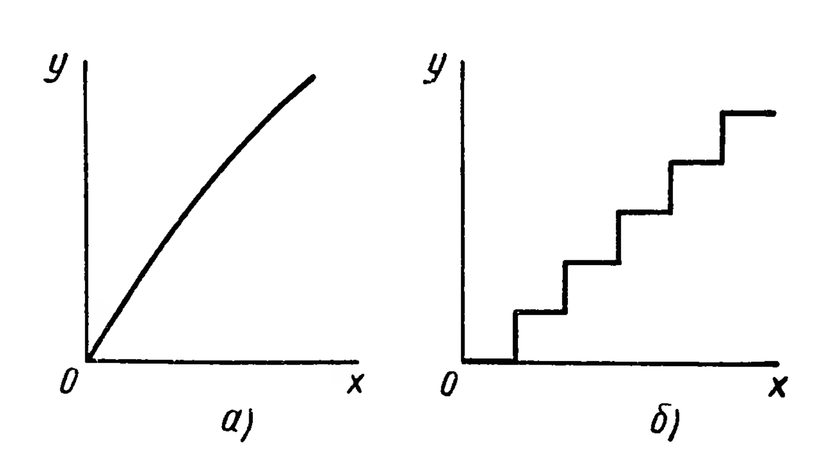


Рис. VII.2. Характеристики измерительных устройств:

а — непрерывная характеристика; *б* — дискретная

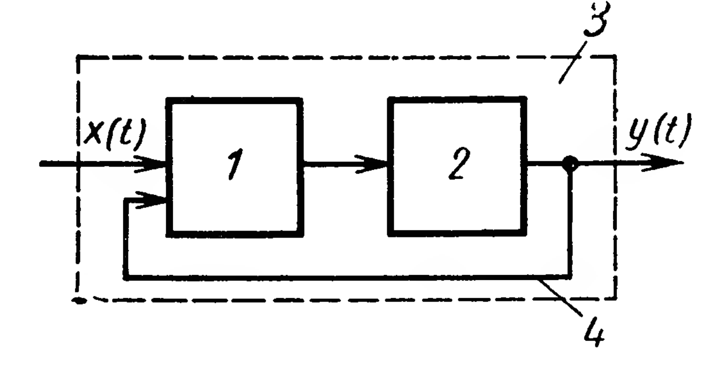


Рис. VII.3. Схема измерительного устройства:

$x(t)$ — измеряемое перемещение; $y(t)$ — выходной сигнал; *1* — чувствительный элемент; *2* — преобразующий элемент; *3* — измерительное устройство; *4* — обратная связь

выходного сигнала все измерительные устройства можно классифицировать на две группы: с непрерывной характеристикой, с дискретной характеристикой (рис. VII.2).

Как было указано, для согласования чувствительного элемента, непосредственно измеряющего то или иное перемещение, с последующим звеном цепи регулирования применяются различные по используемому виду энергии преобразующие элементы, которые обычно входят в состав измерительного устройства (рис. VII.3).

Нередко чувствительный элемент и преобразователь оказываются объединенными в один элемент. Так, на рис. VII.4 показана схема измерительного устройства с индуктивным датчиком, в котором роль чувствительного элемента выполняет якорь (иногда подвижной делается катушка). На рис. VII.5 приведена схема измерителя перемещений с пневматическим струйным преобразователем. В этих измерительных устройствах пропорциональность между входным перемещением и выходным сигналом обеспечивается эффектом обратной связи, определяемым самим физическим процессом. В первом из приведенных примеров (рис. VII.4) это связано с изменением

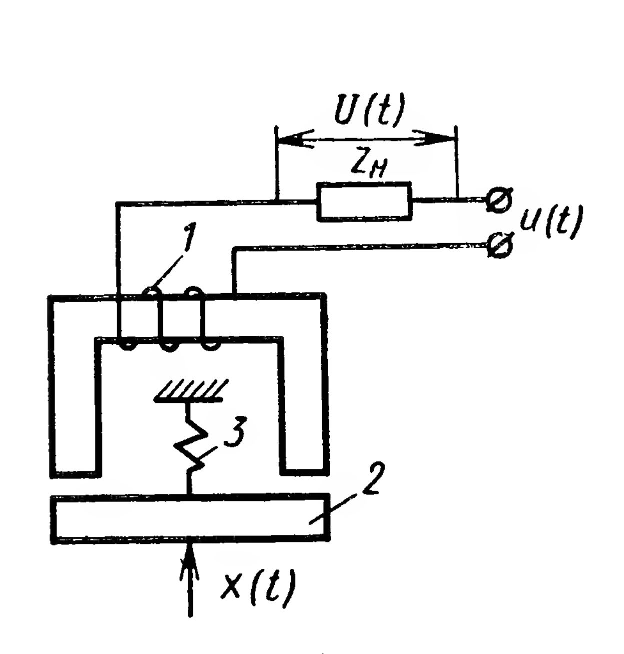


Рис. VII.4. Схема измерительного устройства с индуктивным датчиком:

$x(t)$ — измеряемое перемещение; $U(t)$ — выходной сигнал; 1 — катушка; 2 — якорь; 3 — пружина

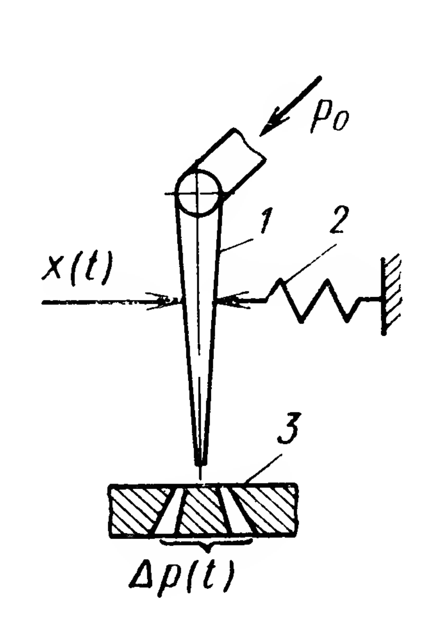


Рис. VII.5. Измерительное устройство с пневматическим струйным преобразователем для измерения линейных перемещений:

$x(t)$ — измеряемое перемещение; $\Delta p(t)$ — выходной сигнал; 1 — струйный усилитель; 2 — пружина; 3 — приемник давления

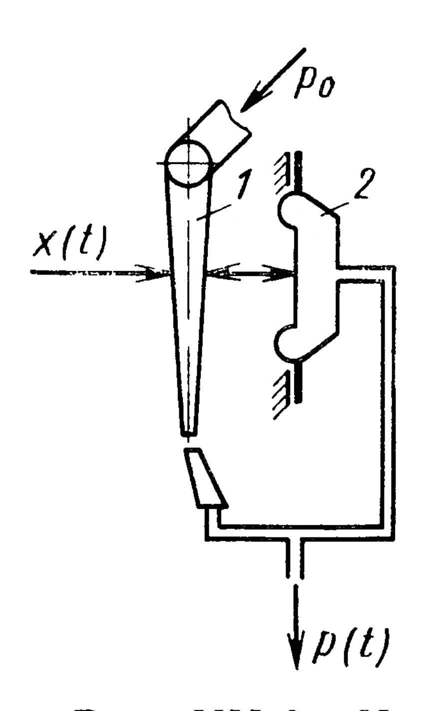


Рис. VII.6. Измерительное устройство с пневматическим преобразователем и обратной связью:

$x(t)$ — измеряемое перемещение; $p(t)$ — выходной сигнал, 1 — струйный преобразователь; 2 — обратная связь

сопротивления катушки, во втором (рис. VII.5) — с изменением перепада давления воздуха на выходе струйного преобразователя.

Нередко, однако, используют более сложные измерительные устройства, в которых применяется в том или ином виде обратная связь, выполняемая в виде отдельного дополнительного элемента. Так, на рис. VII.6 показана схема измерительного устройства с пневматическим струйным преобразователем и пневматической обратной связью. Применение таких дополнительных, внешних, как их часто называют, обратных связей вызывается обычно требованиями повышенной точности, стабильности и независимости основной измерительной характеристики устройства от внешних условий, например от изменения параметров источника вспомогательной энергии, используемой в преобразователе.

Таким образом, схема устройства для измерений линейных и угловых перемещений может быть сформирована, как показано

на рис. VII.3, с использованием деталей, контактирующих с измеряемым объектом, и соответствующих преобразователей. Последние выбираются в зависимости от условий, при которых осуществляется измерение от требуемой точности, определяющей выходную характеристику и согласно виду энергии используемой в системе регулирования или управления. Для измерения неограниченных перемещений объектов, например летательных аппаратов, обычно используются акселерометры с последующим двукратным интегрированием выходного сигнала (см. § 4 настоящей главы).

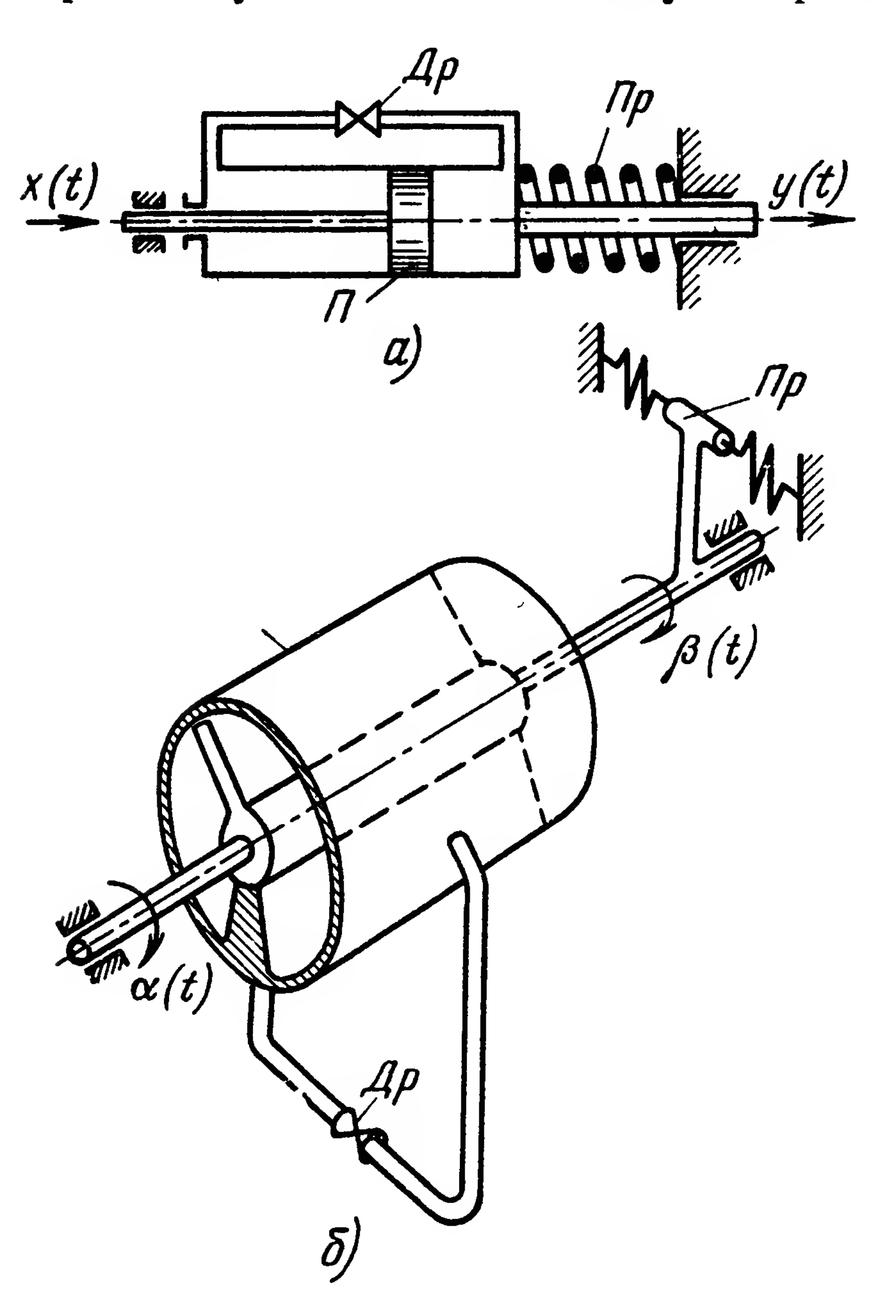


Рис. VII.7. Схемы механических устройств для измерения скоростей линейных и угловых перемещений:

а — для измерения линейных; *б* — для измерения угловых перемещений.

2. УСТРОЙСТВА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ СКОРОСТЕЙ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

Ниже рассматриваются только устройства, служащие для измерения скоростей линейных или угловых перемещений, основанные на простых преобразованиях этих скоростей с помощью преобразователей специальных конструкций.

При ограниченных линейных и угловых перемещениях принципиально скорость этого перемещения можно измерить с помощью устройств, схематически изображенных на рис. VII.7. При перемещении поршня *П* в схеме рис. VII.7, *а* на величину $x(t)$ или повороте ведущей оси с лопастью *Л* на угол $\alpha(t)$, в схеме рис. VII.7, *б* как на поршне, так и на лопасти создаются перепады давления жидкости:

$$\left.\begin{aligned} \Delta p_П &= k_1 \frac{dx}{dt}; \\ \Delta p_Л &= k_2 \frac{d\alpha}{dt}, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VII.1)}$$

где k_1, k_2 — коэффициенты пропорциональности.

Возникающее усилие в первой схеме и момент во второй воспринимаются пружинами *Пр*. Дроссели *Др* являются перепускными.

Считая характеристики пружин линейными, получим

$$\left.\begin{aligned} \frac{\Delta p_П f_П}{c} &= y; \\ \frac{\Delta p_Л f_Л}{c} &= k\beta, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VII.2)}$$

где $f_{п.л}$ — площадь поршенька (лопатки);

c — жесткость пружины; $k \approx 0{,}0174l$ (l — плечо пружины).

На основании уравнений (VII.1) и (VII.2) имеем

$$\left.\begin{aligned} y(t) &= \varkappa_1 \frac{dx}{dt}; \\ \beta(t) &= \varkappa_2 \frac{d\alpha}{dt}. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VII.3)}$$

В дальнейшем выходные величины: перемещение $y(t)$ и угол поворота $\alpha(t)$ могут быть с помощью соответствующих преобразователей преобразованы в электрический сигнал.

В ряде случаев возможно получить на выходе сигналы, пропорциональные скорости линейного или углового перемещения, с помощью простейших дифференцирующих контуров, как показано на рис. VII.8, *а*. Как известно, электрическое напряжение $U(t)$ на выходе RC-контура в схеме рис. VII.8, *а* будет равно

$$U(s) = \frac{T_1 s}{T_1 s + 1} k_1 x(s), \qquad \text{(VII.4)}$$

где k_1 — коэффициент пропорциональности.

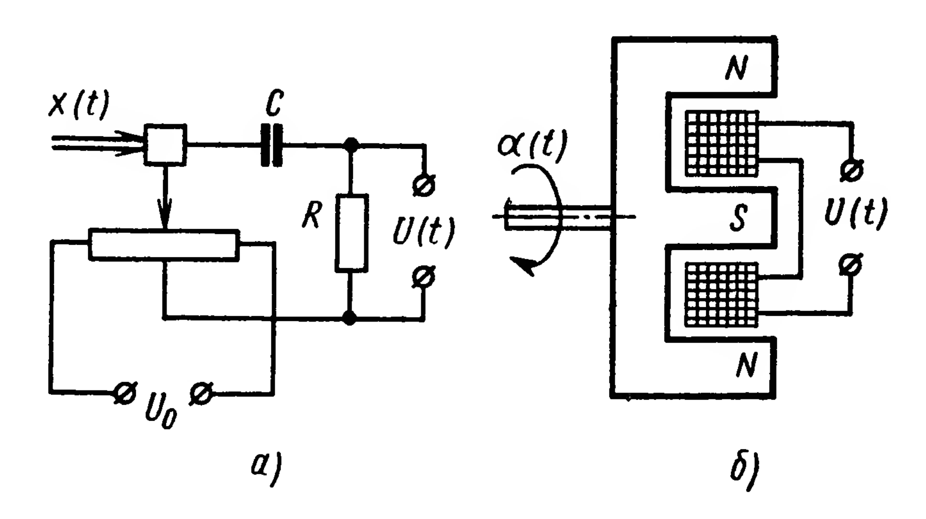


Рис. VII.8. Схемы электрических устройств для измерения скоростей:

а — для линейного перемещения; *б* — для углового перемещения

Сигналы на выходе измерительного устройства, пропорциональные скорости углового перемещения, можно получить с помощью различных преобразователей. На рис. VII.8, *б* в качестве примера приведена схема изменения скорости углового перемещения с помощью индукционного преобразователя. При угловом перемещении катушки в магнитном поле наводимая в ней э. д. с. будет равна

$$U(t) = \varkappa_3 \frac{d\alpha(t)}{dt}, \qquad \text{(VII.5)}$$

где $\varkappa_3 = Bl \cdot 10^{-8}$.

Измерение скорости неограниченного перемещения различных объектов, например летательных аппаратов, чаще всего производится с помощью различных акселерометрических устройств, выходной сигнал которых подвергается однократному интегрированию.

Такие методы измерения скорости движения и применяемые устройства рассмотрены ниже. Эти способы позволяют измерять скорость перемещения объекта независимо от свойств среды, в которой происходит перемещение.

Для измерения скорости перемещения объекта относительно среды применяются различные методы и весьма разнообразная

аппаратура. Рассмотрим один из наиболее распространенных способов измерения скорости движения из применяющихся на летательных аппаратах. Измерение скорости полета в атмосфере основано на измерении полного давления, возникающего в приемнике:

$$p_П = p_0\left[1 + \frac{k-1}{k}\cdot\frac{\rho_0}{p_0}\cdot\frac{V^2}{2}\right]^{\frac{k}{k-1}}, \qquad \text{(VII.6)}$$

где $$k = \frac{c_p}{c_v}.$$

Разлагая правую часть (VII.6) в ряд, получим

$$p_П - p_0 = \frac{1}{2}\rho_0 V^2\left(1 + \frac{1}{2k}\cdot\frac{\rho_0}{p_0}\cdot\frac{V^2}{2} + \frac{2-k}{3!k^2}\cdot\frac{\rho_0^2}{p_0^2}\cdot\frac{V^4}{4} + \ldots\right). \qquad \text{(VII.7)}$$

Или, обозначая

$$\varepsilon = \frac{1}{2k}\cdot\frac{\rho_0}{p_0}\cdot\frac{V^2}{2} + \frac{2-k}{3!k^2}\cdot\frac{\rho_0^2}{p_0^2}\cdot\frac{V^4}{4} + \ldots,$$

приведем выражение (VII.7) к виду, обычно применяемому при расчетах:

$$p_П - p_0 = \frac{1}{2}\rho V^2(1+\varepsilon). \qquad \text{(VII.8)}$$

Отсюда находим величину скорости

$$V = \sqrt{\frac{2}{\rho}\cdot\frac{p_П - p_0}{1+\varepsilon}}. \qquad \text{(VII.9)}$$

Плотность атмосферы зависит от температуры и изменяется примерно по закону

$$\rho = \rho_0\frac{p_H}{p_0}\cdot\frac{T_0}{T_H}, \qquad \text{(VII.10)}$$

где индекс H означает значения давления и температуры на высоте H.

С учетом коррекции по температуре скорость движения (полета) можно определить по формуле

$$V = \sqrt{2\frac{k}{k-1}gRT_т\left[1 - \left(\frac{p_0}{p_П}\right)^{\frac{k-1}{k}}\right]}, \qquad \text{(VII.11)}$$

где g — ускорение силы тяжести;
R — газовая постоянная;
$T_т$ — температура торможения.

Если в первом приближении считать поправку ε постоянной, то с учетом формулы (VII.10) получим

$$V = A\sqrt{(p_П - p_0)\frac{T_H}{p_H}}, \qquad \text{(VII.12)}$$

где $$A = \left[\frac{2p_0}{\rho_0 T_0(1+\varepsilon)}\right]^{1/2}.$$

Формула (VII.11) и представляет собой тот алгоритм, который реализуется в различных схемах измерителей скорости. В качестве приемника давления обычно применяются модифицированные трубки Пито (рис. VII.9).

При измерениях сверхзвуковых скоростей полета применяют измерители числа $M = V/a$, где $a=\sqrt{kgRT}$ — скорость звука.

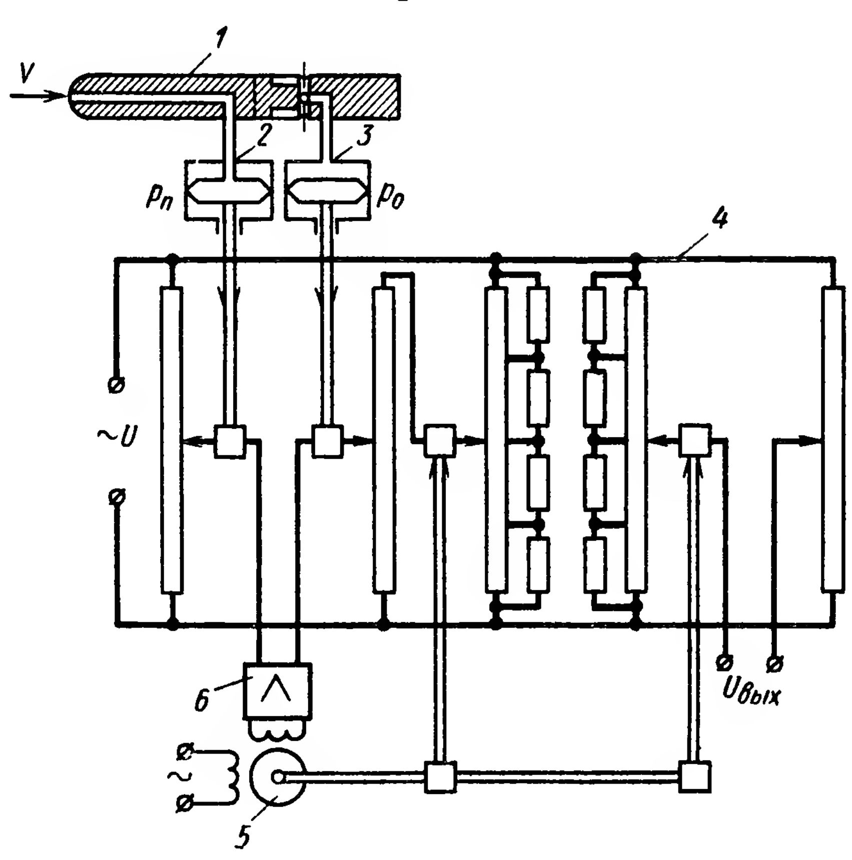


Рис. VII.10. Схема измерительного устройства для определения числа M:

V — скорость измеряемого потока; $U_{вых}$ — выходной сигнал; 1 — трубка Пито; 2 и 3 — измерители полного и статического давлений; 4 — счетно-решающее устройство; 5 — микропривод; 6 — усилитель

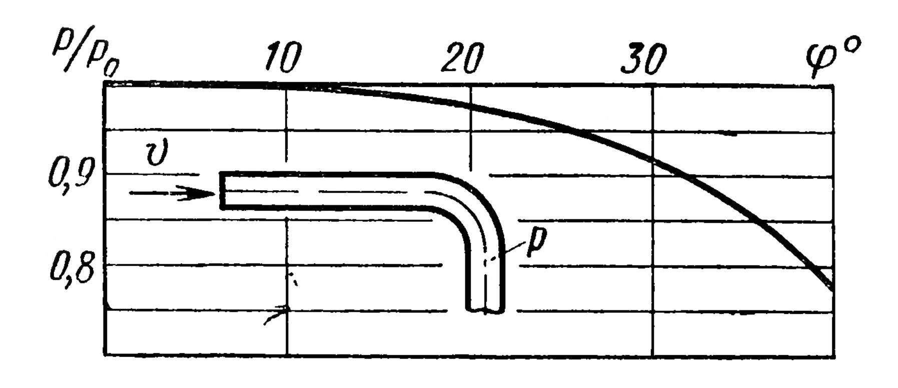


Рис. VII.9. Схема и характеристика трубки Пито:

p/p_0 — относительное значение выходного сигнала; $\varphi°$ — угол скоса потока

В этих измерительных устройствах реализуется алгоритм, получаемый на основании следующей формулы:

$$M=\frac{V}{a}=\sqrt{\frac{2}{k-1}\left[\left(\frac{p_T}{p_0}\right)^{\frac{k-1}{k}}-1\right]}. \qquad \text{(VII.13)}$$

Поскольку согласно формуле (VII.13) число M не зависит от температуры воздуха, измерители сверхзвуковой скорости (рис. VII.10) полета отличаются только отсутствием элемента, измеряющего температуру.

3. УСТРОЙСТВА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ СКОРОСТЕЙ

Для измерения угловых скоростей вращательного движения применяют разнообразные измерительные устройства, называемые тахометрами. По принципу действия их можно разделить на механические, гидравлические, пневматические, электрические.

Центробежные тахометры относятся к механическим; принцип действия их ясен из схемы, приведенной на рис. VII.11. Перемещение подвижной муфты в целях повышения точности измерения угловой скорости в различных системах регулирования соединяется с тем или иным преобразователем перемещений, часто одновременно выполняющим функции усилителя. В гидравлических и пневматических системах таким преобразователем-

усилителем обычно является золотник, струйная трубка или элемент «сопло—заслонка». В электрических системах регулирования, как правило, используются только электрические тахометры.

Выражение для передаточной функции неустановившегося движения центробежного тахометра для малых перемещений муфты можно записать в виде:

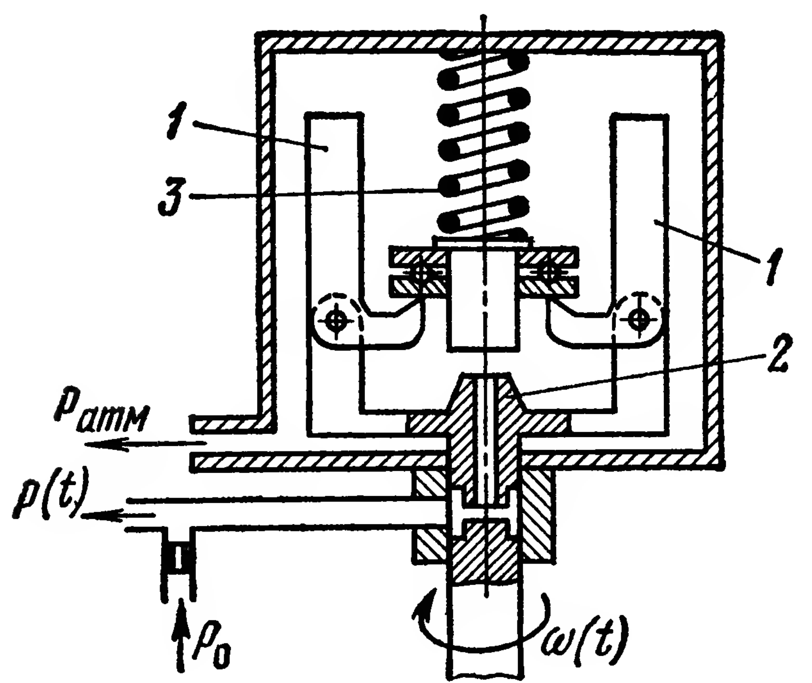


Рис. VII.11. Схема центробежного тахометра:

$\omega(t)$ — измеряемая угловая скорость; $p(t)$ — выходной сигнал; p_0 — давление питания; 1 — грузики; 2 — сопло пневматического преобразователя; 3 — пружина

$$W(s)=\frac{k}{T^2s^2+2\zeta Ts+1}, \quad \text{(VII.14)}$$

где постоянная времени $T=\sqrt{\frac{\bar{M}}{\varkappa_1}}$, а также

$$\zeta=\frac{f_T}{2\sqrt{\bar{M}\varkappa_1}}; \quad k=\frac{\varkappa_2}{\varkappa_1}\cdot\frac{\omega_0}{J_0};$$

$$\varkappa_1=c-\frac{\partial Q_m}{\partial g}; \quad \varkappa_2=\frac{\partial Q_m}{\partial\omega};$$

здесь f_T — коэффициент вязкого трения (демпфера), $\bar{M}$ — приведенная масса грузов тахометра; c — жесткость пружины, Q_m — усилие, развиваемое грузами.

Гидравлические и пневматические тахометры. В качестве гидравлических и пневматических тахометров могут быть использованы импеллеры (рис. VII.12). Выходным сигналом импеллера является давление используемого рабочего тела.

Давление на выходе импеллера

$$p=p_0+\frac{\rho}{2}\omega^2(r_1^2-r_0^2). \quad \text{(VII.15)}$$

Как следует из формулы (VII.15), давление p зависит от плотности рабочего агента. Поэтому для повышения точности измерения угловой скорости этим способом необходимо предусматривать температурную компенсацию. В качестве рабочего агента обычно служат различные масла, вода, воздух.

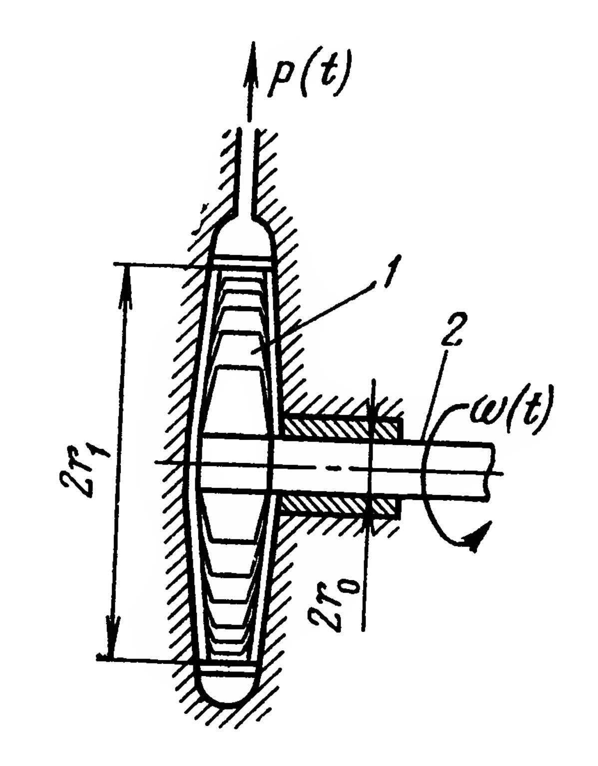


Рис. VII.12. Схема импеллера:

$\omega(t)$ — измеряемая угловая скорость; $p(t)$ — выходной сигнал; 1 — крыльчатка; 2 — вал

Электрические тахометры. В качестве электрических тахометров в системах автоматического регулирования в основном применяются тахометры переменного тока. Для генераторов, например, с ротором в виде постоянного магнита, при синусоидальном законе распределения

магнитной индукции в зазоре, эффективное значение переменной э. д. с., индуктируемой в обмотке тахометра,

$$E = \frac{\pi \Phi N}{60 \sqrt{2}} n. \qquad (VII.16)$$

Частота переменного тока

$$f = \frac{pn}{60},$$

где p — число пар полюсов;
n — число оборотов в минуту.

Таким образом, в качестве выходного сигнала таких устройств можно использовать напряжение и частоту.

4. АКСЕЛЕРОМЕТРЫ. ИХ НАЗНАЧЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ

Акселерометры предназначаются для измерения ускорений движущихся объектов и для преобразования этих ускорений в сигнал, используемый для определения параметров траектории движения объекта или для целей автоматического управления этой траекторией.

Акселерометры применяются для измерения линейных и угловых ускорений. В соответствии с этим они называются линейными акселерометрами или угловыми акселерометрами.

По назначению различают следующие акселерометры: для визуального контроля, для систем телеметрического контроля, для систем инерциальной навигации, для систем автоматического управления.

По исполнению акселерометры подразделяются на следующие две группы:

— пружинные, построенные по разомкнутой структурной схеме;

— компенсационные, построенные по замкнутой структурной схеме.

Компенсационные акселерометры, в свою очередь, делятся на акселерометры с позиционной обратной связью (акселерометры с «электрической пружиной»), со скоростной обратной связью (интегрирующие акселерометры) и с обратной связью по ускорению (акселерометры с двойным интегрированием). Акселерометры выполняют с непрерывным выходным сигналом или с дискретным.

Наиболее широкое применение акселерометры получили на летательных аппаратах. Как линейное, так и угловое ускорение движущегося в пространстве летательного аппарата можно в каждый момент времени разложить на три составляющие в системе координат, связанной с летательным аппаратом и ориентированной по его главным осям (осям симметрии).

Для получения полной информации о линейных и угловых ускорениях летательного аппарата необходимо иметь шесть акселерометров (три линейных и три угловых), измерительные оси кото-

рых ориентированы по главным осям летательного аппарата и каждый из которых измеряет соответствующий компонент линейного или углового ускорения.

В системах автоматического управления траекторией полета иногда используют не полную информацию, а лишь некоторую ее часть, например ограничиваются применением двух линейных акселерометров, измеряющих компоненты линейных ускорений по поперечным осям летательного аппарата.

При использовании акселерометров в системах инерциальной навигации применяют два линейных акселерометра, измерительные оси которых ориентированы по двум взаимно перпендикулярным направлениям, лежащим в горизонтальной плоскости, причем одно из направлений обычно совмещают с плоскостью географического меридиана. Возможны и другие способы ориентации измерительных осей акселерометров в зависимости от выбранной системы координат.

5. ПРУЖИННЫЕ АКСЕЛЕРОМЕТРЫ

Схемы пружинных акселерометров. Принципиальная схема пружинного акселерометра, предназначенного для измерения линейных ускорений, приведена на рис. VII.13. Чувствительным элементом служит инерционная масса *1*, подвешенная на двух пружинах *2*, прикрепленных в точках *AB* к корпусу *3*, жестко связанному с движущимся объектом. Линия *AB*, называемая измерительной осью, параллельна той оси движущегося объекта, по которой нужно измерить ускорение $\ddot{x}$. При отсутствии ускорений натяжение пружин одинаково и масса располагается в среднем (нейтральном) положении. Если объект движется с постоянным линейным ускорением $\ddot{x}$, то масса перемещается на некоторую величину h, при которой инерционная сила $P_{ин}$, возникающая вследствие ускоренного движения массы в абсолютном пространстве, уравновешивается силой $P_{упр}$ упругости пружин. Выражая эти силы через параметры прибора

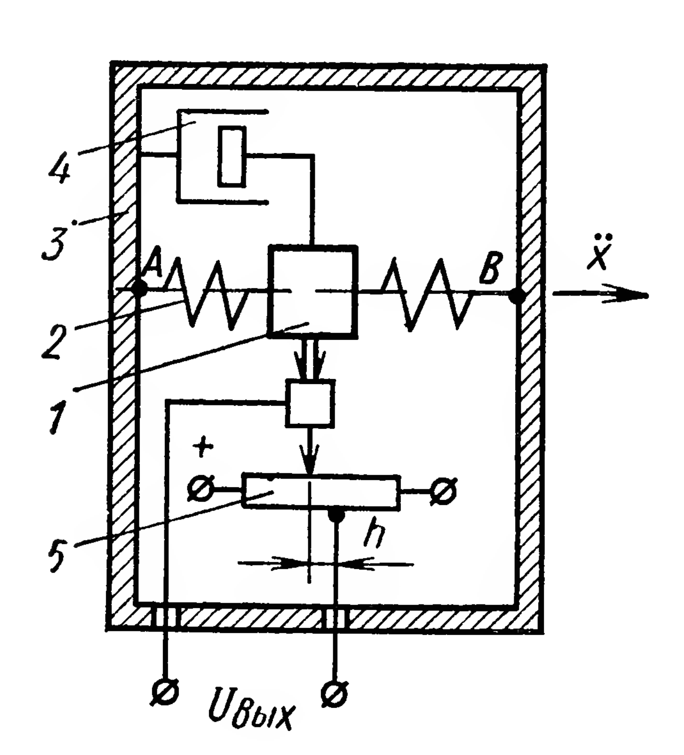


Рис. VII.13. Схема пружинного акселерометра для измерения линейных ускорений

$$P_{ин} = m\ddot{x} \text{ и } P_{упр} = c_1 h,$$

где m — инерционная масса;

c_1 — суммарная жесткость двух пружин,

получим условие равновесия (при $\ddot{x}$ = const):

$$m\ddot{x} = c_1 h,$$

отсюда величина установившегося смещения массы

$$h = \frac{m}{c_1} \ddot{x} = K_1 \ddot{x}, \qquad (VII.17)$$

где K_1 — чувствительность прибора; $K_1 = \frac{m}{c_1}$.

Для успокоения колебаний инерционной массы в переходном режиме служит демпфер *4*, создающий силу, пропорциональную скорости перемещения массы относительно корпуса *3*. Применяют магнитноиндукционные, жидкостные или воздушные демпферы. У воздушных демпферов из-за сжимаемости воздуха демпфирующая сила запаздывает по отношению к скорости движения подвижной системы, что является их недостатком. Для получения электрического сигнала перемещение массы преобразуется в электрическую величину с помощью потенциометрического преобразователя *5*. Могут быть использованы также индуктивные, емкостные и другие преобразователи.

Инструментальные погрешности акселерометров возникают в результате влияния ряда внешних и внутренних факторов, к числу которых относятся силы трения и люфты в опорах и направляющих, гистерезис и упругое последействие измерительной пружины, изменение модуля упругости пружины при изменении окружающей температуры, неравномерность характеристики преобразователя перемещений, изменение характеристики преобразователя перемещений при изменении окружающей температуры и режимов электрического питания и др. Точность акселерометра определяется главным образом величиной рассеяния погрешностей относительно среднего значения. Мерой рассеяния служит среднее квадратическое отклонение погрешности, величина которого в значительной степени зависит от соотношения между силами трения в опорах и направляющих и инерционными силами, развиваемыми массой при ее движении с ускорением. В связи с этим одним из наиболее ответственных элементов конструкции является подвес подвижной системы акселерометра, обеспечивающий необходимую степень свободы инерционной массы. Конструкция также должна обеспечивать сведение к минимуму влияния боковых ускорений, направленных перпендикулярно измерительной оси. Конструкция подвеса с направляющей для поступательного движения инерционного элемента проста (рис. VII.14,*а*), но обладает значительной нечувствительностью, величина которой пропорциональна составляющей ускорения y, направленной перпендикулярно оси чувствительности и прижимающей массу к направляющей. Подвеска массы на направляющей с трением качения (см. рис. VII.14, *б*) более рациональна. Зона нечувствительности при этом для одинаковой массы уменьшается примерно в $\frac{R}{r}$ раз (где R — радиус ролика, r — радиус опорной цапфы ролика).

Маятниковый подвес инерционной массы (рис. VII.15) позволяет уменьшить зону нечувствительности. Измерительная ось OX у

такого элемента перпендикулярна линии OY, соединяющей ось вращения с центром тяжести маятника, находящегося в нейтральном положении. При постоянном линейном ускорении $\ddot{x}$, направленном по измерительной оси OX, равновесному положению маятника *1* при отклонении от нейтрали OY будет соответствовать угол α

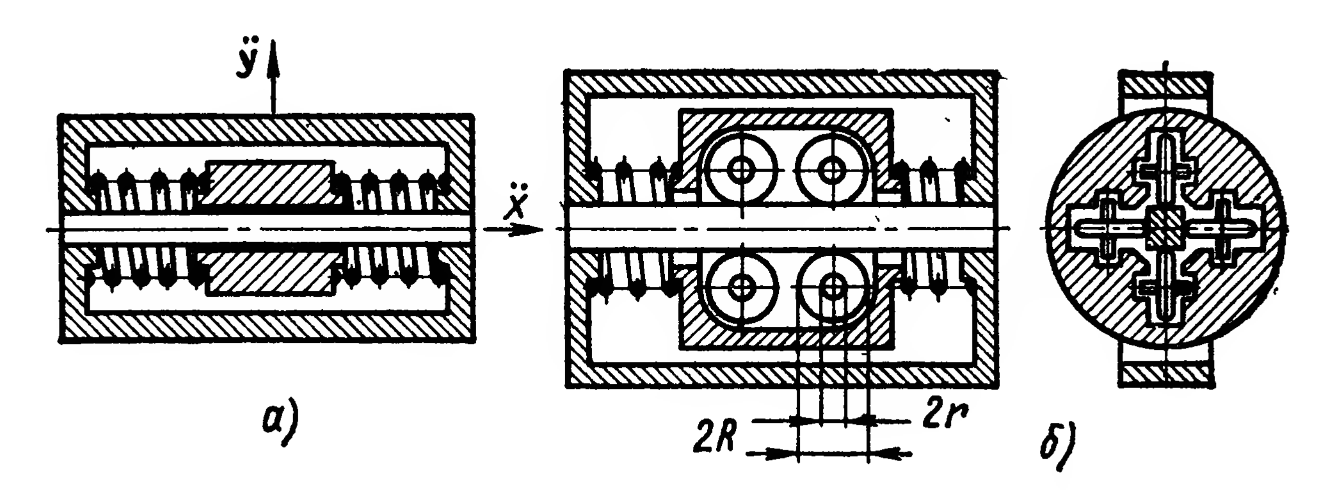


Рис. VII.14. Подвес инерционной массы на направляющей:
а — с трением скольжения; *б* — с трением качения

(рис. VII.16), при котором момент инерционной силы уравновешивается моментом пружины *2*:

$$m\ddot{x}l\cos\alpha = c_2\alpha,$$

где m — масса маятника;
l — расстояние от оси вращения до центра тяжести маятника;
c_2 — угловая жесткость пружины.

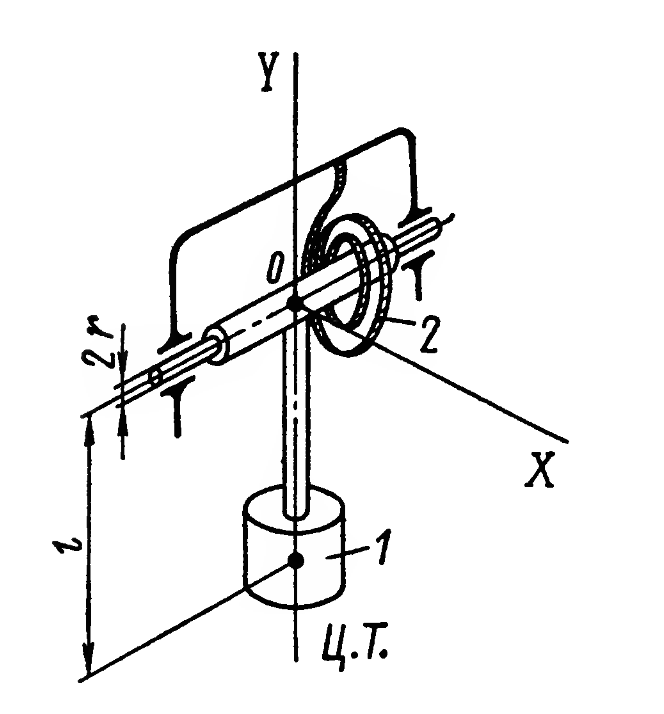


Рис. VII.15. Маятниковый подвес

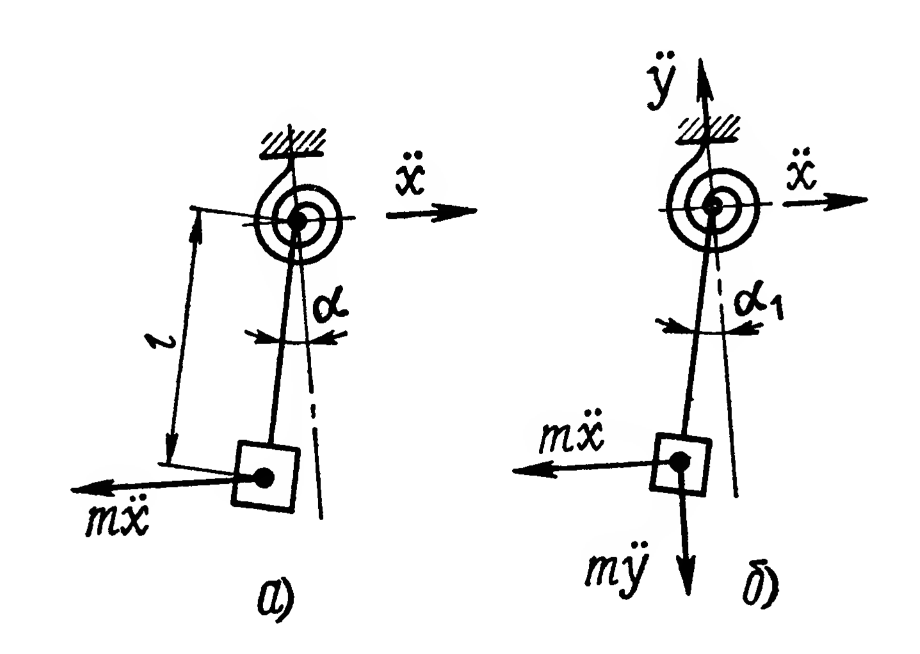


Рис. VII.16. Схема действия инерционных сил на маятниковый чувствительный элемент

Как видно, угол α не пропорционален ускорению $\ddot{x}$. При малых α ($\cos\alpha \approx 1$) можно приближенно считать установившийся угол отклонения маятника пропорциональным линейному ускорению:

$$\alpha = \frac{ml}{c_2}\ddot{x} = K_2\ddot{x}, \qquad \text{(VII.18)}$$

где K_2 — чувствительность прибора; $K_2 = \frac{ml}{c_2}$.

Маятниковый подвес по сравнению с подвесом на направляющих позволяет уменьшить зону нечувствительности при одинаковой массе примерно в $\frac{l}{r}$ раз, где r — радиус опорной цапфы маятника. При одновременном действии продольного и поперечного ускорений $\ddot{x}$ и $\ddot{y}$ (рис. VII.16, *б*) условием равновесия системы будет равенство нулю алгебраической суммы моментов инерционных сил и сил упругости пружины:

$$m\ddot{x}l\cos\alpha_1 - m\ddot{y}l\sin\alpha_1 - c_2\alpha_1 = 0.$$

При малых углах можно принять $\sin\alpha_1 \approx \alpha_1$ и $\cos\alpha_1 \approx 1$. Тогда $m\ddot{x}l - m\ddot{y}l\,\alpha_1 - c_2\,\alpha_1 = 0$,
откуда

$$\alpha_1 = \frac{ml\ddot{x}}{c_2 - ml\ddot{y}}. \qquad \text{(VII.19)}$$

Пользуясь выражениями (VII.18) и (VII.19), можно определить относительную ошибку в измерении ускорения $\ddot{x}$, возникающую под влиянием ускорения $\ddot{y}$:

$$\frac{\Delta\alpha}{\alpha} = \frac{\alpha_1 - \alpha}{\alpha} = \frac{ml\ddot{y}}{c_2 - ml\ddot{y}} = \frac{K_2\ddot{y}}{1 - K_2\ddot{y}},$$

поскольку

$$K_2\ddot{y} \ll 1, \quad \frac{\Delta\alpha}{\alpha} \approx K_2\ddot{y}.$$

Таким образом, относительная ошибка маятникового акселерометра, вызванная влиянием боковых ускорений, уменьшается с понижением чувствительности K_2. Эту ошибку, как и ошибку, обусловленную влиянием угловых ускорений, действующих вокруг оси подвеса, можно скомпенсировать применением двух параллельных маятников, кинематически связанных между собой антипараллелограммом (рис. VII.17, *а*) или парой зубчатых масс (рис. VII.17, *б*).

Для устранения сил сухого трения, люфтов и исключения влияния поперечных ускорений $\ddot{y}$ и угловых ускорений $\ddot{\psi}$ в линейных акселерометрах иногда применяют упругий подвес (рис. VII.18) с закреплением инерционной массы на двух плоских пружинах или мембранах.

Пружинные акселерометры, предназначенные для измерения угловых ускорений, отличаются тем, что обладают лишь одной степенью свободы вращательного движения относительно измерительной оси AB (рис. VII.19).

Мерой измеряемого углового ускорения $\ddot{\psi}$ служит угловое перемещение α инерционной массы *2*, при котором момент инерционных сил $M_{ин}$ уравновешивается моментом упругих сил $M_{упр}$ противодействующей пружины *1*. Выражая моменты через параметры прибора

$$M_{ин} = J\ddot{\psi} \text{ и } M_{упр} = c_2\alpha,$$

где J — момент инерции массы относительно оси AB;
c_2 — угловатая жесткость пружины,

получим условие равновесия (при $\ddot{\psi} = \text{const}$):

$$J\ddot{\psi} = c_2\alpha.$$

Отсюда установившийся угол поворота массы

$$\alpha = \frac{J}{c_2}\ddot{\psi}. \qquad \text{(VII.20)}$$

Угловой акселерометр содержит демпфер *4*, потенциометр *3* или преобразователь угловых перемещений другого типа. Инструментальная точность угловых акселерометров определяется в основном теми же факторами, что и точность линейных акселерометров.

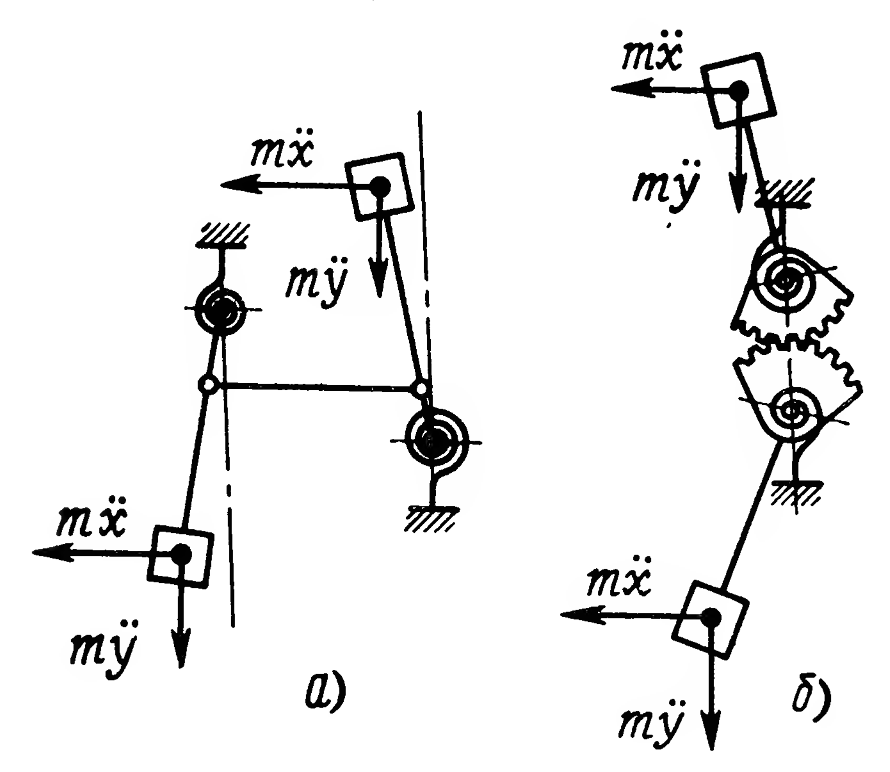


Рис. VII.17. Кинематические схемы компенсации влияния поперечных ускорений $\ddot{y}$ и угловых ускорений $\ddot{\psi}$:

а — схема с антипараллелограммом; *б* — схема с зубчатой передачей

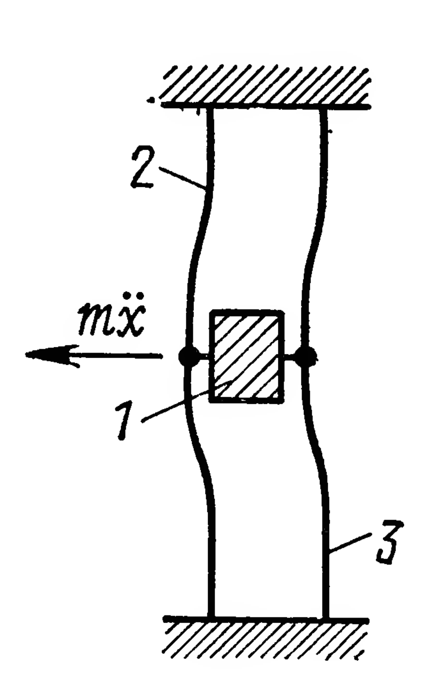


Рис. VII.18. Упругий подвес линейного акселерометра:

1 — масса; *2* и *3* — плоские пружины

Конструкция подвеса должна обеспечивать минимальный момент трения и люфт. Подвес углового акселерометра должен минимизировать влияние угловых ускорений относительно осей, перпендикулярных измерительной оси *AB*, а также влияние линейных ускорений, направленных по любой оси. Для этого инерционная масса должна быть тщательно сбалансирована относительно оси вращения.

В конструкции углового акселерометра могут быть использованы опоры с трением скольжения, с трением качения (шарикоподшипники) и упругие подвесы (рис. VII.20).

В прецизионных акселерометрах, предназначенных для измерения как линейных, так и угловых ускорений, применяют специальные виды подвесов, позволяющих снизить порог чувствительности акселерометра до весьма малого уровня. К таким относится поплавковый акселерометр, в котором маятник помещен внутрь пустотелого цилиндрического поплавка, погруженного в жидкость. Объем поплавка выбирают из расчета равенства подъемной силы весу подвижной системы. Трение поверхности поплавка о жидкость можно использовать для создания демпфирующего момента. В слу-

чае несовпадения центра гидростатических сил с осью вращения поплавка возникает дополнительная погрешность акселерометра при изменении окружающей температуры, поскольку изменяются удельный вес жидкости и, соответственно, подъемная сила поплавка. Для уменьшения этой погрешности применяют объемную балансировку поплавка с целью совмещения центра гидростатических сил с осью вращения и термостатируют прибор. В прецизионных акселерометрах могут быть использованы и другие способы снижения трения в опорах подвеса, например, возможно использование газодинамических опор, взвешивание инерционной массы в электромагнитном или электростатическом поле и др.

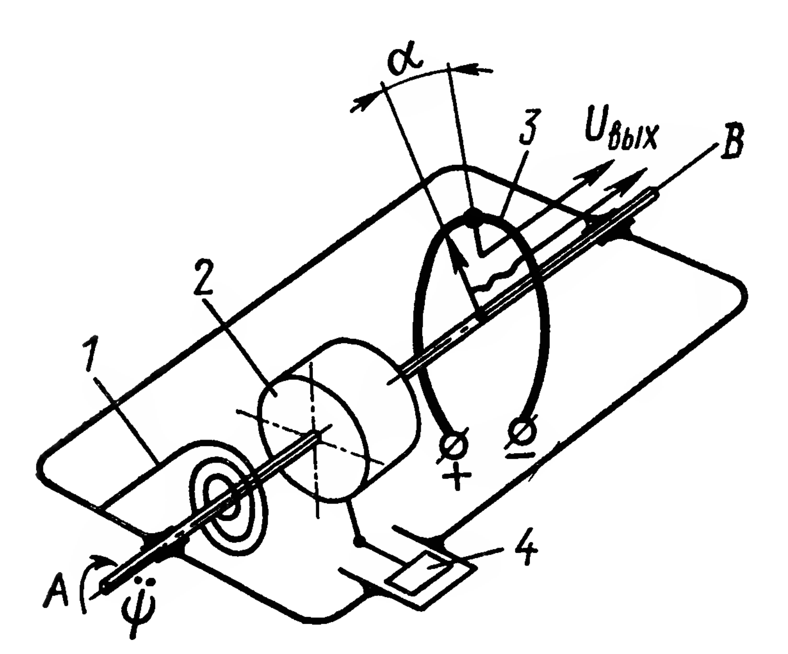


Рис. VII.19. Схема пружинного акселерометра для измерения угловых ускорений

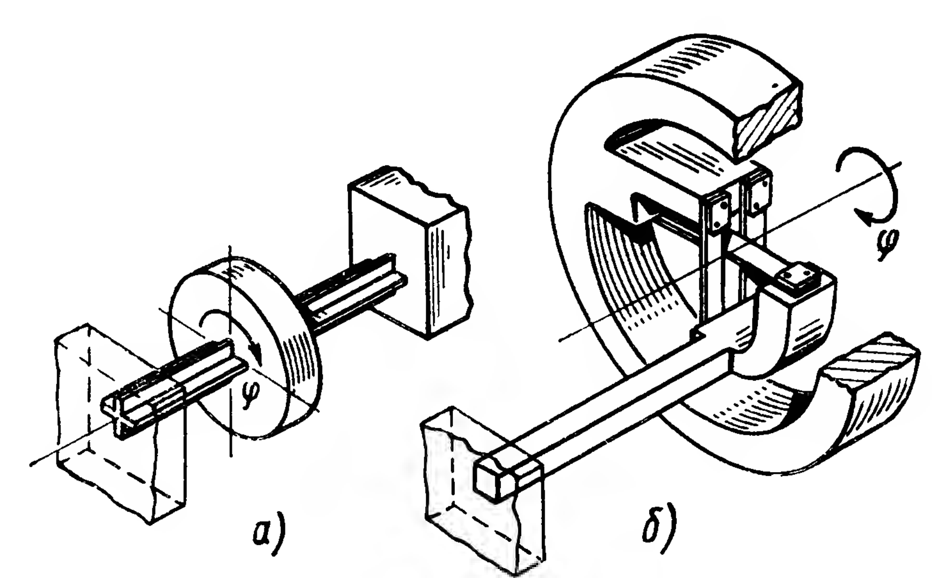


Рис. VII.20. Упругий подвес углового акселерометра:

а — с торсионом; *б* — с крестообразным пружинами

Динамические характеристики акселерометров. Уравнение движения подвижной системы акселерометра для измерения линейных ускорений (см. рис. VII.13) можно записать в виде

$$m\ddot{h}+k_1\dot{h}+c_1 h=m\ddot{x}, \qquad \text{(VII.21)}$$

где $\ddot{x}$ — измеряемое ускорение;

$\ddot{h}$, $\dot{h}$ и h — относительные ускорение, скорость и перемещение массы m;

k_1 и c_1 — коэффициенты демпфирования и жесткость.

Разделив все члены уравнения (VII.21) на c_1, перепишем его следующим образом:

$$T_1^2\ddot{h}+2\xi T_1\dot{h}+h=T_1^2\ddot{x}, \qquad \text{(VII.22)}$$

где T_1 — постоянная времени акселерометра; $T_1=\sqrt{\frac{m}{c_1}}$, а степень успокоения $\xi=\frac{k_1}{2\sqrt{mc_1}}$.

Принимая $\ddot{x}$ за входную координату, а h — за выходную, получим передаточную функцию акселерометра в виде

$$W(s)=\frac{T_1^2}{T_1^2 s^2+2\xi T_1 s+1}. \qquad \text{(VII.23)}$$

Уравнение движения подвижной системы акселерометра, измеряющего угловые ускорения (рис. VII.19), имеет вид

$$J\ddot{\alpha}+k_2\dot{\alpha}+c_2\alpha=J\ddot{\psi}$$

или

$$T_2^2\ddot{\alpha}+2\xi T_2\dot{\alpha}+\alpha=T_2^2\ddot{\psi}, \qquad (VII.24)$$

где $\ddot{\psi}$ — измеряемое угловое ускорение;

$\ddot{\alpha}$, $\dot{\alpha}$ и α — относительное угловое ускорение, скорость и отклонение массы;

J — момент инерции массы; k_1 и c_2 — коэффициент углового демпфирования и жесткость;

$$T_2=\sqrt{\frac{J}{c_2}};\quad \xi=\frac{k_2}{2\sqrt{Jc_2}}.$$

Принимая $\ddot{\psi}$ за входную, а α — за выходную величину, получим передаточную функцию, аналогичную (VII.23). Установим связь между собственной частотой и диапазоном измерения акселерометра. Для акселерометра, измеряющего линейные ускорения с поступательным перемещением массы, собственная частота недемпфированных колебаний

$$\omega_0=\sqrt{\frac{c_1}{m}}=\sqrt{\frac{\ddot{x}_m}{h_m}},$$

где $\ddot{x}_m$ — диапазон измерения;

h_m — максимальный ход массы, отвечающий в статике ускорению $\ddot{x}_m$.

Обозначив $n=\frac{\ddot{x}_m}{g}$ (g — ускорение силы тяжести), можно собственную частоту выразить через h_{cm} — статический прогиб массы под влиянием силы тяжести:

$$\omega_0=\sqrt{\frac{ng}{h_m}}=\sqrt{\frac{g}{h_{cm}}}.$$

Для акселерометра с маятниковым подвесом (рис. VII.15) выражение для собственной частоты имеет вид

$$\omega_0=\sqrt{\frac{c_2}{J}}=\sqrt{\frac{x_m}{h_m\lambda}}=\sqrt{\frac{g}{h_{cm}\lambda}},$$

где $h_m=\alpha_m l$ — максимальное линейное перемещение центра тяжести;

h_{cm} — линейное перемещение центра тяжести под действием силы веса;

α_m — максимальный угол поворота маятника, соответствующий в статике ускорению $\ddot{x}_m$;

$J=J_0\lambda$ — момент инерции подвижной системы;

J_0 — момент инерции маятника с массой m подвижной системы, условно сосредоточенной в центре ее тяжести;

λ — коэффициент увеличения момента инерции из-за пространственной протяженности массы.

Наконец, для акселерометра, измеряющего угловые ускорения с диапазоном измерения $\ddot{\psi}_m$, имеем:

$$c_2 = \frac{J\ddot{\psi}_m}{\alpha_m},$$

откуда собственная частота

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{c_2}{J}} = \sqrt{\frac{\ddot{\psi}_m}{\alpha_m}},$$

где α_m — максимальный угол поворота инерционного элемента, отвечающий в статике угловому ускорению $\ddot{\psi}_m$.

Рассмотрим теперь зависимость динамической ошибки акселерометра от его параметров и условий измерения.

При собственных колебаниях подвижной системы акселерометра в уравнениях (VII.22) и (VII.24) получается одинаковый результат для относительной динамической ошибки:

$$\varepsilon = e^{-\xi\tau}\left(\cos\sqrt{1-\xi^2}\tau + \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}\sin\sqrt{1-\xi^2}\,\tau\right), \qquad \text{(VII.25)}$$

где

$$\varepsilon = \frac{h - h_{уст}}{h_{уст}} = \frac{\alpha - \alpha_{уст}}{\alpha_{уст}};$$

$h_{уст}$ и $\alpha_{уст}$ — установившиеся значения h и α;
τ — безразмерное время; $\tau = \omega_0 t$.

Принимая безразмерное время, в течение которого динамическая ошибка ε уменьшается до допустимой величины $\pm\varepsilon_{доп}$ и впредь не будет ее превышать, за длительность переходного процесса $\tau_{п.п}$, находим оптимальное значение ξ, при котором величина $\tau_{п.п}$ будет минимальной.

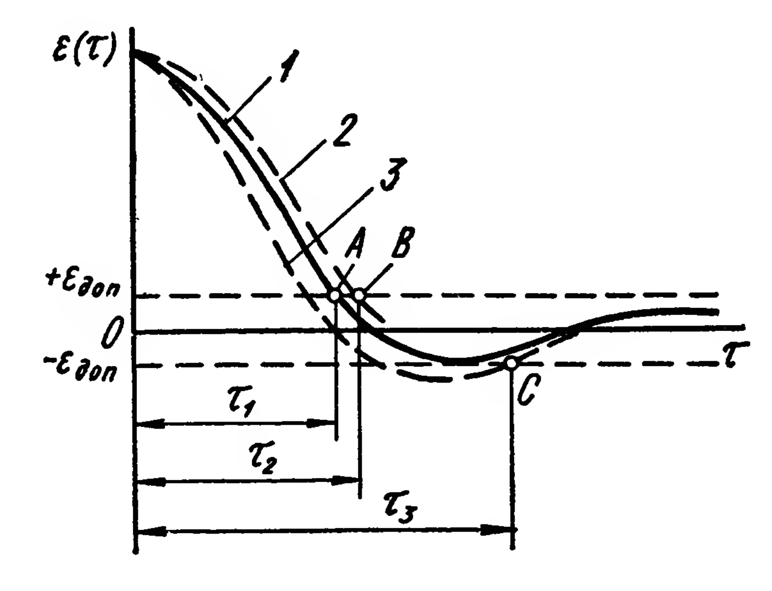


Рис. VII.21. Графики безразмерной динамической ошибки

Графики безразмерной динамической ошибки $\varepsilon(\tau)$ в соответствии с выражением (VII.25) показывают, что оптимальным будет такое значение $\xi = \xi_1$, при котором минимум функции (VII.25) после первого перехода ее через нуль соответствует нижней границе допустимой ошибки, т. е. кривой *1* на (рис. VII.21). Этой кривой соответствует минимальное время переходного процесса τ_1, соответствующее допустимой ошибке в точке *A*.

Допустим, что $\xi > \xi_1$. Тогда период колебаний увеличивается, функция (VII.25) будет изображаться кривой *2*, которая располагается правее кривой *1* и входит в зону допустимых ошибок в точке *B*, для которой $\tau_2 > \tau_1$.

При $\xi < \xi_1$ период колебаний уменьшается, но минимум функции выходит за пределы зоны $\pm\varepsilon_{доп}$ и, следовательно, время τ_3 переход-

ного процесса будет определяться по кривой *3*, вторым ее пересечением с нижней границей зоны в точке *C*, для которой $\tau_3 > \tau_1$.

Итак, задача отыскания оптимального ξ сводится к определению такого его значения, при котором первый минимум ε равен — $\varepsilon_{доп}$. Поскольку безразмерный период колебаний по уравнению (VII.25) равен $T = \frac{2\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}$, а первый минимум ε располагается через половину периода (считая от нуля), то искомое условие для оптимального $\xi = \xi_{opt}$ получим, если в выражении (VII.25) заменим $\tau = \frac{T}{2} = \frac{\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}$ и приравняем $\varepsilon = -\varepsilon_{доп}$. Тогда

$$-\varepsilon_{доп} = -e^{-\frac{\pi\xi_{opt}}{\sqrt{1-\xi_{opt}^2}}}$$

или

$$\frac{1}{\varepsilon_{доп}} = e^{\frac{\pi\xi_{opt}}{\sqrt{1-\xi_{opt}^2}}};$$

отсюда

$$\xi_{opt} = \frac{\ln\frac{1}{\varepsilon_{доп}}}{\sqrt{\pi^2 + \left(\ln\frac{1}{\varepsilon_{доп}}\right)^2}}. \qquad \text{(VII.26)}$$

Минимальное значение $\tau = \tau_{min}$ можно найти, подставляя величину ξ_{opt} в уравнение (VII.25) и приравнивая $\varepsilon = +\varepsilon_{доп}$:

$$\varepsilon_{доп} = e^{-\xi_{opt}\tau_{min}}\left(\cos\sqrt{1-\xi_{opt}^2}\,\tau_{min} + \frac{\xi_{opt}}{\sqrt{1-\xi_{opt}^2}}\sin\sqrt{1-\xi_{opt}^2}\,\tau_{min}\right). \qquad \text{(VII.27)}$$

Это уравнение не имеет явного решения относительно τ_{min}, но численно может быть решено для любых значений $\varepsilon_{доп}$ и ξ_{opt}.

В табл. VII.1 приведены значения ξ_{opt} и τ_{min}, вычисленные по уравнениям (VII.26) и (VII.27) для различных значений $\varepsilon_{доп}$ (режим собственных колебаний).

Таблица VII.1

Зависимость безразмерных параметров акселерометра от $\varepsilon_{доп}$

$\varepsilon_{доп}$	0	±0,025	±0,05	±0,1	±0,25
ξ_{opt}	1,0	0,76	0,69	0,59	0,404
τ_{min}	∞	2,83	2,6	2,32	1,95

Действительное минимальное время переходного процесса (в *сек*) будет обратно пропорционально собственной частоте недемпфированных колебаний акселерометра.

Например, при $\xi_{доп} = \pm 0{,}1$ и $\omega_0 = 50$ $1/сек$ получим

$$t_{\min} = \frac{\tau_{\min}}{\omega_0} = \frac{2{,}32}{50} = 0{,}0464 \text{ сек.}$$

Для вынужденных колебаний акселерометра ограничимся рассмотрением лишь синусоидального закона изменения входной величины

$$\ddot{x} = A \sin \omega t,$$

где A — амплитуда входного ускорения;
$\ddot{x}$ — входная величина;
ω — круговая частота.

Установившиеся колебания выходной величины h, определяемые подстановкой $s = j\omega$ в выражение передаточной функции (VII.23), вычисляются по формуле

$$h = B \sin(\omega t - \varphi),$$

где B — амплитуда колебаний выходного сигнала,

$$B = \frac{AT_1^2}{\sqrt{4\xi^2 T_1^2 \omega^2 + (1 - T_1^2\omega^2)^2}}.$$

Обозначив $B_0 = AT_1^2$, получим коэффициент увеличения амплитуды:

$$\varkappa = \frac{B}{B_0} = \frac{1}{\sqrt{4\xi^2 T_1^2 \omega^2 + (1 - T_1^2\omega^2)^2}}. \qquad \text{(VII.28)}$$

Сдвиг фаз выходного сигнала равен

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{2\xi T_1 \omega}{1 - T_1^2 \omega^2}.$$

Если сдвиг фаз не регламентирован, то выбор оптимального значения ξ при синусоидальном характере изменения измеряемого ускорения зависит от допустимой ошибки по амплитуде $\pm\varepsilon_{доп}$. В этом случае имеется оптимальное значение $\xi = \xi_{opt}$, при котором полоса пропускания частот $\omega_{пр}$ будет максимальной. Под полосой пропускания частот понимается предельное значение $\omega = \omega_{пр}$, при котором коэффициент $\varkappa$ не выходит за пределы $1 \pm \varepsilon_{доп}$.

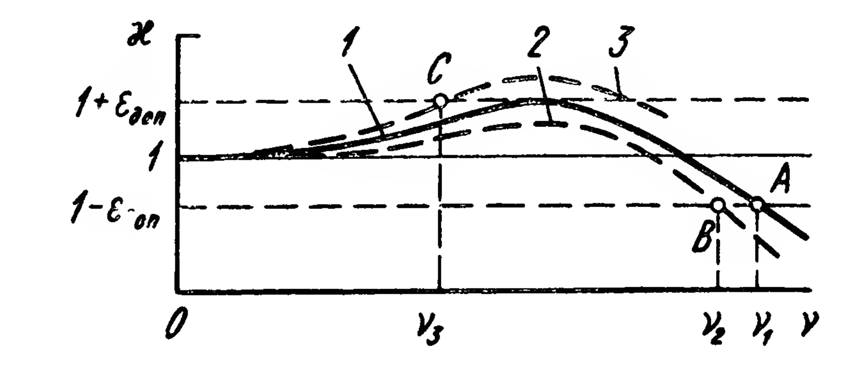


Рис. VII.22. Амплитудно-частотные характеристики

Наибольшей полосе пропускания $\omega_{\max}$ соответствует значение $\xi = \xi_1$, при котором максимум амплитудно-частотной характеристики совпадает с верхней границей $(1 + \varepsilon_{доп})$ зоны допустимой динамической ошибки (кривая 1 на рис. VII.22). При этом полоса пропускания ω_1 определяется точкой A пересечения кривой 1, построенной по уравнению (VII.28) с нижней границей $(1 - \varepsilon_{доп})$ зоны допустимой ошибки. Эта полоса пропускания ω_1 и является максимальной.

Предположим, что $\xi > \xi_1$. В этом случае функция $\varkappa(\omega)$ изображается кривой *2*, ниспадающая ветвь которой проходит левее кривой *1* и пересекает нижнюю границу зоны в точке *B*, для которой $\omega_2 < \omega_1$.

Если же $\xi < \xi_1$, то максимум функции $\varkappa(\omega)$ выходит за пределы верхней границы $(1 + \varepsilon_{доп})$ и, следовательно, полоса пропускания будет определяться по кривой *3*. Эта кривая первый раз пересекает верхнюю границу зоны в точке *C*, для которой $\omega_3 < \omega_1$.

Таким образом, задача отыскания оптимального $\xi = \xi_{opt}$ сводится к нахождению такого значения ξ, для которого максимум функции (VII.28) равен $1 + \varepsilon_{доп}$.

Для нахождения максимума $\varkappa$ произведем в уравнении (VII.28) замену $T_1\omega = \gamma$ и приравняем нулю первую производную $\varkappa^2$ по γ:

$$\frac{d(\varkappa^2)}{d\gamma} = -\frac{4\gamma(1-\gamma^2)+8\xi^2\gamma}{[4\xi^2\gamma^2+(1-\gamma^2)^2]^2} = 0.$$

Первое решение, получаемое при $\gamma = \infty$, соответствует минимуму $\varkappa$, а второе — максимуму $\varkappa$, которое получается, если приравнять числитель нулю:

$$-4\gamma(1-\gamma^2)+8\xi^2\gamma = 0,$$

откуда

$$\gamma^2 = 1 - 2\xi^2.$$

Подставляя полученное значение γ^2 в уравнение (VII.28) и приравнивая $\varkappa = 1 + \varepsilon_{доп}$, находим условие для оптимального коэффициента $\xi = \xi_{opt}$:

$$1+\varepsilon_{доп} = \frac{1}{\sqrt{4\xi_{opt}^2 - 4\xi_{opt}^4}};$$

отсюда

$$\xi_{opt} = \sqrt{\frac{1}{2}\left[1 - \sqrt{1 - \frac{1}{(1+\varepsilon_{доп})^2}}\right]}. \qquad \text{(VII.29)}$$

Максимальную безразмерную полосу пропускания частот $\gamma = \gamma_{max}$ можно определить, подставляя в уравнение (VII.28) значения $\xi = \xi_{opt}$ и $\varkappa = 1 - \varepsilon_{доп}$,

$$1 - \varepsilon_{доп} = \frac{1}{\sqrt{(1-\gamma_{max}^2)^2 + 4\xi_{opt}^2\gamma_{max}^2}};$$

отсюда, заменив предварительно ξ_{opt}, по формуле (VII.29) получим

$$\gamma_{max} = \sqrt{\sqrt{1 - \frac{1}{(1+\varepsilon_{доп})^2}} + \sqrt{\frac{1}{(1-\varepsilon_{доп})^2} - \frac{1}{(1+\varepsilon_{доп})^2}}}. \qquad \text{(VII.30)}$$

В общем случае колебания линейной измерительной системы акселерометра складываются из собственных и вынужденных колебаний. График переходной функции при этом определяется полным решением дифференциального уравнения (VII.22) или (VII.24) и зависит от характера изменения ускорения, измеряемого акселерометром [6].

В табл. VII.2 приведены значения ξ_{opt} и γ_{max}, вычисленные по уравнениям (VII.29) и (VII.30) для различных значений $\varepsilon_{доп}$ (режим вынужденных колебаний).

Таблица VII.2

Зависимость безразмерных параметров акселерометра от $\varepsilon_{доп}$

$\varepsilon_{доп}$	0	±0,025	±0,05	±0,1	±0,25
ξ_{opt}	0,71	0,63	0,59	0,54	0,45
γ_{max}	0	0,74	0,88	1,04	1,30

Действительная максимальная полоса пропускания ω_{max} $\left(в\ \frac{1}{сек}\right)$ будет пропорциональна собственной частоте недемпфированных колебаний акселерометра.

Например, при $\varepsilon_{доп} = \pm 0,1$ и $\omega_0 = 50$ 1/*сек*

$$\omega_{max} = \gamma_{max}\omega_0 = 1,04 \cdot 50 = 52\ \frac{1}{сек}.$$

6. КОМПЕНСАЦИОННЫЕ АКСЕЛЕРОМЕТРЫ

В компенсационных акселерометрах с позиционной обратной связью механическая пружина заменена «электрической пружиной». Под последней понимается электромеханическое устройство, которое создает момент, компенсирующий инерционный момент, возникающий под влиянием измеряемого ускорения.

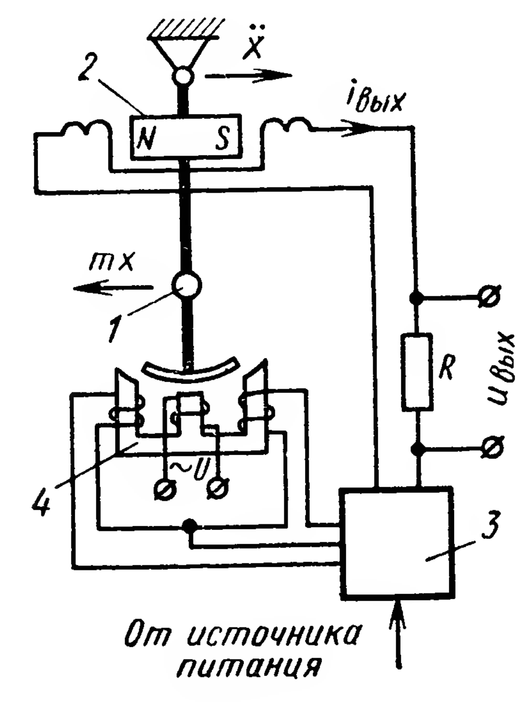


Рис. VII.23. Компенсационный акселерометр маятникового типа

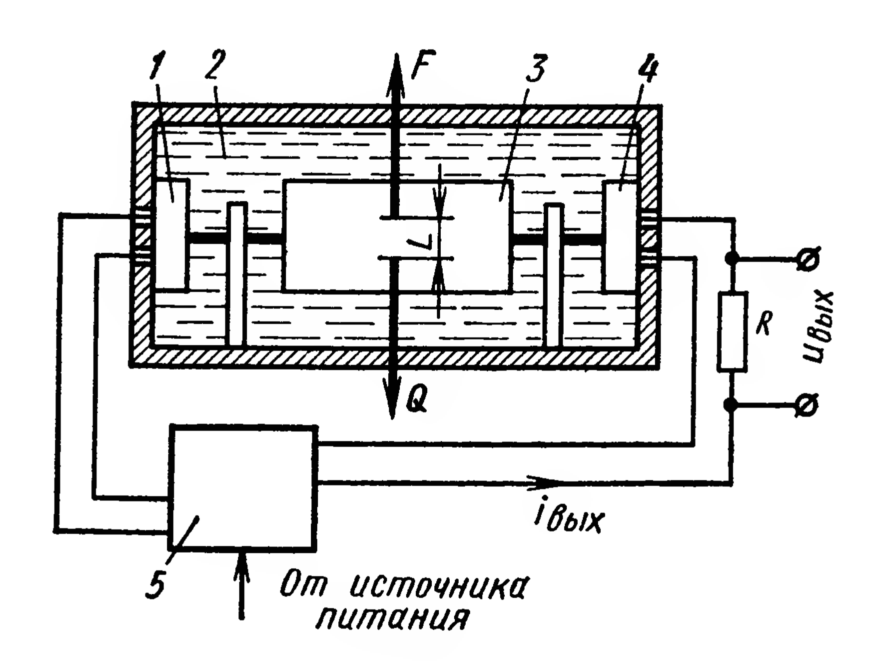


Рис. VII.24. Поплавковый вариант компенсационного акселерометра маятникового типа:

1 — индуктивный преобразователь перемещения; 2 — жидкость; 3 — поплавок; 4 — моментный датчик; 5 — усилитель

На рис. VII.23 приведена одна из схем компенсационного акселерометра маятникового типа. Отклонение маятника *1* под действием ускорения преобразуется индуктивным датчиком *4* в электрический сигнал, который после усиления подается на обмотку моментного датчика *2*. Последний создает компенсирующий момент. Электрический ток $i_{вых}$ на выходе фазочувствительного усилителя *3* и падение напряжения $u_{вых}$ (создаваемое этим током на добавочном сопротивлении) пропорциональны измеряемому ускорению $\ddot{x}$. Для демпфирования колебаний маятника усилитель содержит корректирующее звено.

На рис. VII.24 приведена схема варианта поплавкового компенсационного акселерометра. Подъемная сила F поплавка близка к весу Q всей подвижной части прибора. Центр тяжести поплавка смещен относительно оси поплавка на величину L, что и обеспечивает необходимую маятниковость. Поплавковые приборы имеют высокую чувствительность вследствие малых погрешностей от сил трения.

Схема компенсационного акселерометра с массой на упругом подвесе, емкостным датчиком сигналов и электромеханическим датчиком, создающим компенсирующую силу, изображена на рис. VII.25. Эта схема позволяет ослабить влияние гистерезиса упругого подвеса и нелинейности его характеристики при условии,

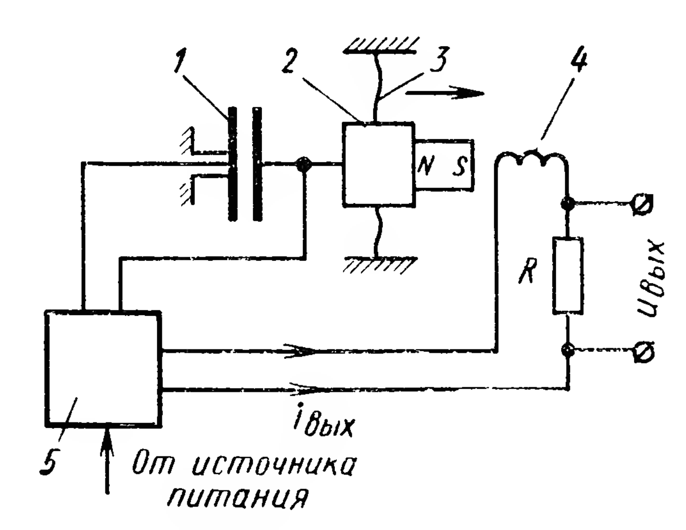


Рис. VII.25. Компенсационный акселерометр с упругим подвесом:

1 — емкостный преобразователь перемещения, *2* — инерционная масса; *3* — упругий подвес, *4* — обмотка датчика силы, *5* — усилитель

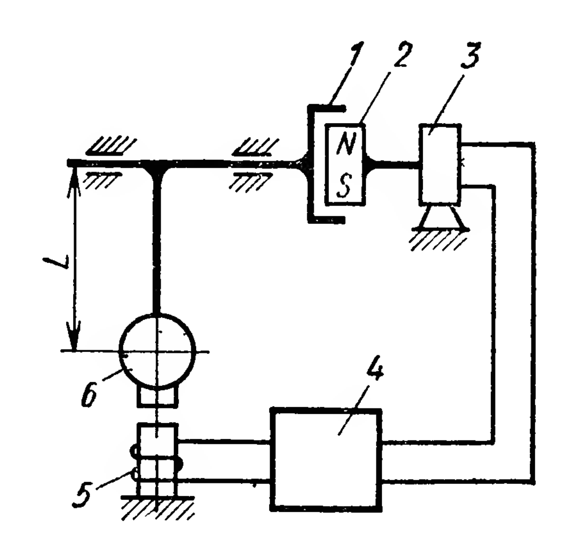


Рис. VII.26. Схема интегрирующего акселерометра

что жесткость «электрической пружины» намного превышает жесткость упругого подвеса. В силовом датчике, применяемом в схеме «электрической пружины», развиваемая сила должна быть пропорциональна току, протекающему в его обмотке.

Интегрирующие акселерометры. Путевую скорость полета можно определять путем непрерывного интегрирования горизонтальных ускорений, начиная с момента взлета. Для определения пройденного пути полученную величину нужно проинтегрировать еще раз. Интегрирование может быть выполнено двумя способами с помощью:

отдельного электрического или электромеханического интегратора, на вход которого подается сигнал акселерометра, пропорциональный ускорению;

механического или электромеханического интегрирующего устройства, совмещенного с чувствительным элементом акселерометра.

Рассмотрим последний способ подробнее.

На рис. VII.26 приведена одна из возможных схем интегрирующего акселерометра. Под влиянием ускорения $\ddot{x}$, направленного перпендикулярно плоскости чертежа, маятник *6* отклонится, а в индуктивном датчике *5* возникает сигнал. Этот сигнал, усиленный усилителем *4*, заставит вращаться электродвигатель *3*. На его оси укреплен постоянный магнит *2*, который при вращении вызывает в токопроводящем колпачке *1* вихревые токи. Взаимодействие вихревых токов с полем магнита создает вращающий момент $M_{вр}$, прикладываемый к оси маятника. Вращающий момент пропорционален скорости вращения магнита $\dot{\alpha}$:

$$M_{вр} = K\dot{\alpha}.$$

Но момент $M_{вр}$ уравновешивает инерционный момент акселерометра $M_и = mL\ddot{x}$ и, следовательно, в установившемся процессе

$$K\dot{\alpha} = mL\ddot{x},$$

а угол поворота магнита будет пропорционален интегралу по времени от измеряемого ускорения:

$$\alpha = \int_0^t \dot{\alpha} dt = \frac{mL}{K} \int_0^t \ddot{x} dt,$$

где L — длина маятника;

m — масса маятника;

$\ddot{x}$ — измеряемое ускорение.

Угол α (уменьшаемый с помощью зубчатого редуктора) является выходной координатой интегрирующего акселерометра. Принципиальная схема акселерометра с двойным интегрированием ускорений изображена на рис. VII.27. Чувствительным элементом акселерометра является маятник *5*, на оси которого укреплен статор *2* электродвигателя. Внутри статора может свободно вращаться ротор *1*. Отклонение маятника от нулевого положения вызывает сигнал в индуктивном датчике *4*, подаваемый на усилитель *3*, а с выхода усилителя — на статор электродвигателя. Вращающий момент $M_{вр}$, развиваемый электродвигателем, вызывает вращение ротора с ускорением

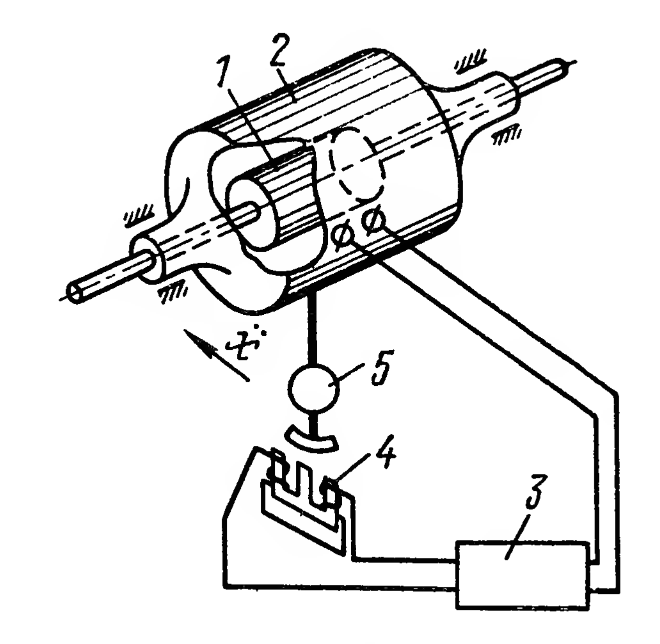


Рис. VII.27. Схема акселерометра с двойным интегрированием ускорений

$$\ddot{\alpha} = \frac{M_{вр}}{J},$$

где J — момент инерции ротора.

Реактивный момент, приложенный со стороны ротора к статору, также равен $M_{вр}$ и направлен навстречу инерционному моменту, развиваемому маятником 5 под влиянием ускорения $\ddot{x}$

$$M_и = mL\ddot{x}.$$

В положении равновесия моменты $M_{вр}$ и $M_и$ (приложенные к оси маятника) взаимно компенсируются. Приравнивая $M_{вр} = M_и$, найдем

$$\ddot{\alpha} = \frac{mL}{J}\ddot{x},$$

откуда

$$\alpha = \frac{mL}{J}\iint \ddot{x}\,dt^2.$$

Угол α (уменьшаемый с помощью зубчатого редуктора) является выходной величиной акселерометра с двойным интегрированием. Погрешность прибора обусловлена главным образом силами трения в подвесе маятника и накапливается пропорционально квадрату времени его работы. Эту погрешность можно снизить уменьшением сил трения и увеличением момента инерции ротора электродвигателя.

Для интегрирования ускорений можно использовать струнный акселерометр. Он представляет собой вибрирующее устройство, состоящее из струны, собственная частота которой меняется в зависимости от ее натяжения, создаваемого инерционной массой под воздействием измеряемого ускорения. Изменение собственной частоты пропорционально корню квадратному из силы натяжения струны, т. е.

$$f = K\sqrt{P},$$

где K — коэффициент, зависящий от размеров струны и величины инерционной массы.

Если инерционную массу m подвесить между двумя струнами, имеющими начальное натяжение P_0, то при наличии ускорения $\ddot{x}$, направленного вдоль струн, натяжение одной струны будет увеличиваться на величину $\Delta P = m\ddot{x}$, а другой — соответственно уменьшится.

При этом собственные частоты колебаний струн

$$f_1 = K\sqrt{P_0 + \Delta P} = K\sqrt{P_0 + m\ddot{x}};$$

$$f_2 = K\sqrt{P_0 - \Delta P} = K\sqrt{P_0 - m\ddot{x}}.$$

Совместное решение этих уравнений дает

$$f_1 - f_2 = \frac{2K^2 m}{f_1 + f_2}\ddot{x}.$$

Если в измерительном устройстве поддерживается постоянной сумма частот ($f_1 + f_2 = \text{const}$), то разность частот $f_1 - f_2$ пропорциональна измеряемому ускорению $\ddot{x}$. При этом интеграл разности

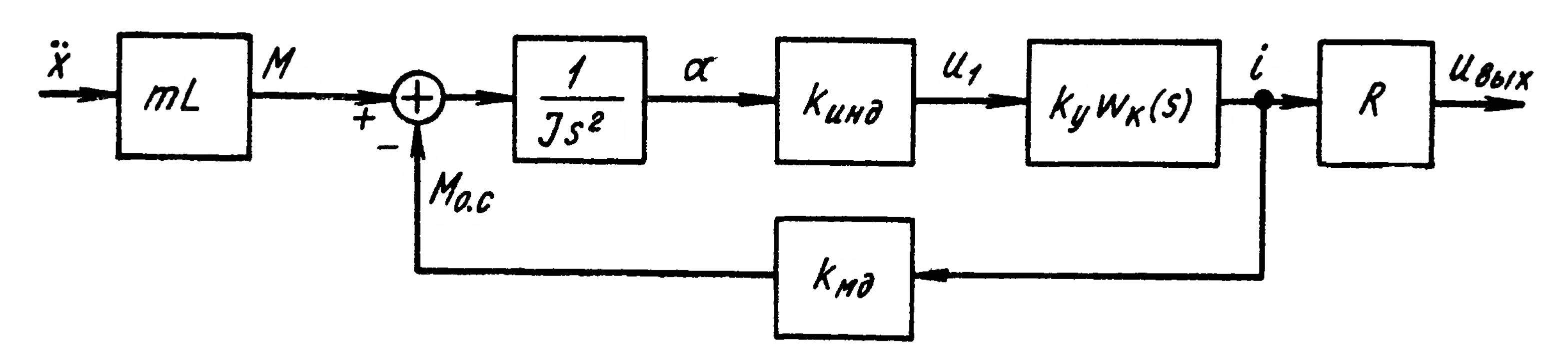


Рис. VII.28. Структурная схема компенсационного акселерометра маятникового типа

частот собственных колебаний двухструнного акселерометра за определенный промежуток времени пропорционален интегралу от ускорения, т. е. приращению скорости за тот же промежуток времени. Для интегрирования сигналов струнного акселерометра можно применить интеграторы цифрового типа или счетчики импульсов, обладающие высокой степенью точности. Методы интегрирования ускорений с помощью гироскопических интегрирующих акселерометров с гиромаятниками приведены в гл. VIII, § 6.

Определение передаточных функций компенсационных акселерометров. Передаточная функция компенсационного акселерометра маятникового типа (рис. VII.28) определяется с помощью структурной схемы, показанной на рис. VII.28:

$$W(s) = \frac{mLk_{инд}Rk_y W_к(s)}{Js^2 + k_{инд}k_{мд}k_y W_к(s)}, \qquad \text{(VII.31)}$$

где m и k — масса и плечо маятника;

J — момент инерции подвижной системы;

$k_{инд}$, $k_{мд}$, k_y — передаточные коэффициенты индуктивного датчика, моментного датчика и усилителя;

R — выходное электрическое сопротивление;

$W_к(s)$ — передаточная функция корректирующего звена.

Выражение (VII.31) преобразуется к виду

$$W(s) = \frac{KW_к(s)}{\frac{J}{c_э}s^2 + W_к(s)}, \qquad \text{(VII.32)}$$

где $K = \frac{mLR}{k_{мд}}$ — чувствительность акселерометра;

$c_э = k_{инд}\,k_{мд}\,k_y$ — коэффициент жесткости электрической пружины.

При отсутствии корректирующего звена, что соответствует $W_к(s) = 1$, система будет динамически неустойчивой. При введении

идеального стабилизирующего звена $W_к(s) = \tau s + 1$ передаточная функция системы

$$W(s) = \frac{K(\tau s+1)}{\frac{J}{c_э}s^2+\tau s+1} = \frac{K(\tau s+1)}{T^2s^2+2\xi Ts+1}, \qquad \text{(VII.33)}$$

где

$$T = \sqrt{\frac{J}{c_э}}; \quad \xi = \frac{\tau}{2T}.$$

Практически реализуемо стабилизирующее звено с передаточной функцией вида

$$W_к(s) = \frac{\tau_1 s+1}{\tau_2 s+1}. \qquad \text{(VII.34)}$$

При введении такого звена передаточная функция системы

$$W(s) = \frac{K(\tau_1 s+1)}{\frac{J}{c_э}\tau_2 s^3+\frac{J}{c_э}s^2+\tau_1 s+1} = \frac{K(\tau_1 s+1)}{T^2\tau_2 s^3+T^2s^2+\tau_1 s+1}. \qquad \text{(VII.35)}$$

Условием динамической устойчивости данной системы (при положительных коэффициентах характеристического уравнения) является неравенство $\tau_1 > \tau_2$.

Выбор оптимальной передаточной функции корректирующего звена производится методами синтеза, основанными на использовании логарифмических амплитудно-частотных характеристик. В случае подвешивания инерционной массы на упругом подвесе необходимо учитывать жесткость механической пружины. Структурная схема подобного акселерометра с поступательно-движущейся инерционной массой (рис. VII.25) показана на рис. VII.29. Передаточная функция этой системы

$$W(s) = \frac{mRk_{емк}k_y W_к(s)}{ms^2+k_{емк}k_y k_{мд}W_к(s)+c_1}, \qquad \text{(VII.36)}$$

где m — масса подвижной системы;
$k_{емк}$ — передаточный коэффициент емкостного датчика;
c_1 — жесткость упругого подвеса.

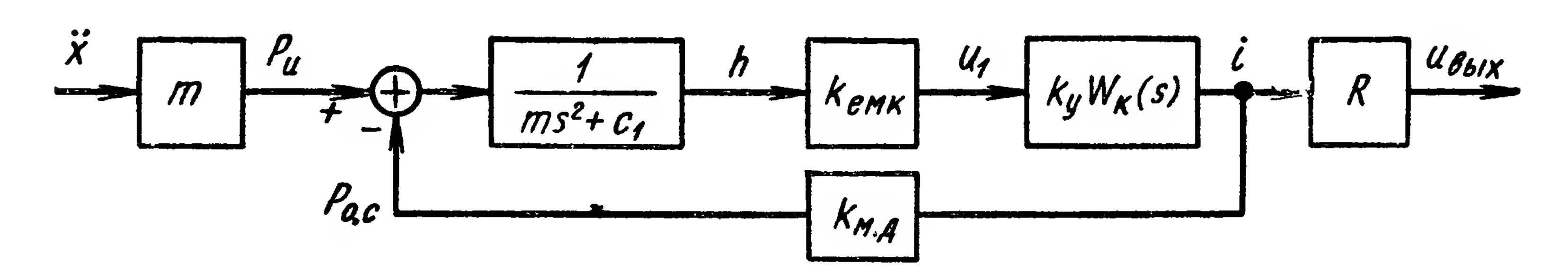


Рис. VII.29. Структурная схема компенсационного акселерометра с упругим подвесом

Обозначая чувствительность акселерометра через $K = \frac{mR}{k_{мд}}$ и жесткость электрической пружины через $c_э = k_{емк} k_у k_{мд}$, получим окончательное выражение для передаточной функции акселерометра с упругим подвесом:

$$W(s) = \frac{KW_к(s)}{\frac{m}{c_э} s^2 + W_к(s) + \frac{c_1}{c_э}}. \qquad (VII.37)$$

Если $c_1 \ll c_э$, то передаточная функция (VII.37) акселерометра с упругим подвесом приближается к передаточной функции (VII.32) акселерометра с неупругим подвесом. Передаточные функции других типов компенсационных акселерометров определяются аналогичным образом, с помощью их структурных схем.

7. КЛАССИФИКАЦИЯ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ УРОВНЯ

Методы измерения количества жидкости (топлива, воды, кислоты, щелочи и т. д.) в основном сводятся к измерению ее уровня. Устройства для измерения или регулирования уровня (уровнемеры или регуляторы уровня) применяются в качестве элементов систем управления энергетическими установками и машинами, а также в САР разнообразными технологическими процессами и на транспорте.

Используемые в технике измерители уровня (или методы измерения уровня) можно классифицировать на следующие группы: топливные, гидростатические, весовые, емкостные, индуктивные, резистивные, акустические, радиоинтерференционные, радиоизотопные и др. [1]. Поплавковый метод основан на измерении линейного перемещения поплавка относительно вертикальной направляющей или углового перемещения рычага, связанного с поплавком, который в таких уровнемерах выполняет роль чувствительного элемента. Преобразование перемещения поплавка в измерительный сигнал осуществляется с помощью соответствующих преобразователей или клапанов. Гидравлический метод основан на зависимости гидростатического давления от уровня жидкости.

Весовой метод заключается в непосредственном взвешивании бака с жидкостью при помощи тензодатчиков специальной конструкции.

Емкостный, индуктивный и резистивный методы основаны на зависимости электрической емкости конденсатора, индуктивности катушки или активного сопротивления резистора, расположенных в баке, от уровня жидкости в нем. Емкость конденсатора изменяется при понижении уровня жидкости, так как ее диэлектри-

ческая проницаемость отличается от проницаемости воздуха. Индуктивность катушки изменяется вследствие изменения электрических потерь в жидкости.

Сопротивление резистора изменяется из-за шунтирования его жидкостью. Два последних метода применимы для измерения уровней электропроводящих жидкостей.

Акустический метод основан на свойстве ультразвуковых колебаний отражаться от границы раздела двух сред. Ультразвуковой излучатель может быть установлен на дне резервуара или над поверхностью жидкости.

Ультразвуковой излучатель устанавливают снаружи резервуара, так как ультразвук распространяется в любых упругих средах.

Применение радиоинтерференционного метода связано с зависимостью положения узлов стоячей электромагнитной волны, которая возникает в коаксиальной линии при сложении падающей и отраженной волн, от уровня жидкости. Радиоинтерферометр для измерения уровня жидкости состоит из высокочастотного генератора и специальной следящей системы, обеспечивающей слежение за положением одного из узлов стоячей волны.

Радиоизотопный метод основан на измерении интенсивности излучения радиоизотопов при его прохождении через слой жидкости, уровень которой измеряется.

По диапазону измерения уровнемеры подразделяются на уровнемеры узкого (от 0 до 0,5 *м*) и широкого (от 0,5 до 20 *м*) диапазонов.

Наибольшее распространение в технике нашли механические измерительные устройства — поплавковые уровнемеры (например, регулятор уровня в карбюраторных устройствах; указатель уровня; датчик расхода, работающий совместно с экстремальным регулятором, и т. д.).

Поплавковый уровнемер состоит из чувствительного элемента — поплавка, механической передачи и электрического преобразователя перемещений. Механическая передача выполняет следующие функции: преобразует вертикальное перемещение поплавка в угловое перемещение промежуточной оси, расположенной внутри резервуара; передает угловое перемещение от промежуточной оси к расположенной вне резервуара выходной оси через герметичную стенку. Это осуществляется с помощью сильфона, работающего на изгиб, или с помощью магнитной муфты, состоящей из двух постоянных магнитов, разделенных немагнитной стенкой. Электрический преобразователь выполнен в виде проволочного потенциометра.

К методическим погрешностям уровнемеров относят следующие: погрешности, обусловленные изменением положения жидкости в резервуаре при продольных и поперечных колебаниях движущегося объекта; погрешности, вызванные влиянием температуры на уровень жидкости; погрешности, обусловленные приближениями, допущенными при проектировании уровнемера.

Инструментальные погрешности уровнемера характеризуются несовершенством механических и электрических элементов, нали-

чием сил трения, люфтов, влиянием температуры на механические, электрические и магнитные свойства деталей и узлов уровнемера [1].

Статические и динамические погрешности уровнемеров, а также принципы работы, вопросы проектирования и применения подробно освещены в работе [14].

ЛИТЕРАТУРА

1. **Браславский Д. А.** Приборы и датчики летательных аппаратов. М., изд-во «Машиностроение», 1970, с. 340—356.

2. **Браславский Д. А., Логунов С. С., Пельпор Д. С.** Авиационные приборы. М., изд-во «Машиностроение», 1964, с. 740

3. **Горенштейн И. А., Шульман И. А.** Инерциальные навигационные системы. М., изд-во «Машиностроение», 1971, с. 98—130, 132—136.

4. **Денисов В. Г.** Навигационное оборудование летательных аппаратов, М., Оборонгиз, 1963, с. 194—207.

5. **Иориш Ю. И.** Измерение вибраций. М., Машгиз, 1956, 403 с.

6. **Красовский А. А., Поспелов Г. С.** Основы автоматики и технической кибернетики, М., Энергоиздат, 1962, 600 с. Управление снарядами, М., ГИТТЛ, 1956, с. 369—379.

8. **Основы** автоматического управления. Т. II. ч. 1. Элементы систем автоматического регулирования. Под ред. В. В. Солодовникова, М., Машгиз, 1959.

9. **Приборостроение** и средства автоматики, справочник, М., изд-во «Машиностроение», 1965.

10. **Селезнев В. П.** Навигационные устройства. М., Оборонгиз, 1961, с. 420—446.

11. **Справочник** по прикладной и измерительной технике, под ред. Д. Консидайна и С. Росса. М., Энергия, 1968, 624 с.

12. **Тихменев С. С.** Элементы точных приборов, М., Оборонгиз, 1956, с. 360.

13. **Элементы** автоматических систем контроля, под ред. П. И. Кузнецова, М., «Энергия», 1967.

14. **Яковлев Л. Г.** Уровнемеры. Конструкция, расчет, применение. М., изд-во „Машиностроение", 1964, 191 с.

ГЛАВА VIII

ГИРОСКОПИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ОРИЕНТАЦИИ ОБЪЕКТА

В настоящей главе рассматриваются гироскопические приборы и системы, представляющие собой измерительные элементы автопилотов, головок самонаведения летательных и морских аппаратов, гирорулевых систем инерциальной навигации и др., предназначенные для определения положения объекта (корабля, самолета или ракеты) в пространстве и для измерения угловых и линейных скоростей и ускорений движения различных объектов.

Гироскопические приборы и системы применяются в авиации, ракетной технике и морском флоте, а также на космических кораблях для определения курса и направления истинной вертикали, для автоматического управления самолетами, ракетами и судами; в артиллерии, авиации и на танках они используются для сохранения заданного направления прицела. Кроме этого, в горнорудной и нефтяной промышленности эти устройства применяются при прокладке шахт и тоннелей, при бурении скважин для определения соответствующих направлений и т. д.

На кораблях и самолетах, плавание и полет которых происходит в основном при установившемся режиме движения, а время выполнения маневров невелико, применяют курсовые системы и гироскопические вертикали, корректируемые с помощью физического маятника и магнитного компаса.

На летательных аппаратах, непрерывно выполняющих сложные маневры с большими ускорениями, в качестве курсовых приборов и гировертикалей используются гироскопические приборы, не корректируемые физическим маятником или магнитным компасом.

Такие приборы и системы представляют собой гироскопические стабилизаторы.

Широкое применение гироскопических стабилизаторов объясняется тем, что гироскопы, устанавливаемые на платформе гиростабилизатора, обладают повышенной сопротивляемостью по отношению к моментам внешних сил и в большей мере, чем обычные «негироскопические» твердые тела, наделены способностью сохранять направление оси своего ротора неизменным в инерциальном пространстве.

Простейшим гироскопическим стабилизатором является астатический гироскоп.

Для придания гироскопу необходимой свободы вращения его заключают в специальный подвес. Наиболее широкое применение нашел карданов подвес с прецизионными шарикоподшипниковыми опорами, хотя в отдельных случаях в зависимости от требуемой точности и условий эксплуатации используются гидростатический, газодинамический, электростатический, магнитный и другие типы подвесов.

В настоящее время за рубежом ведутся широкие работы по созданию гироскопических приборов, в которых отсутствует быстровращающееся твердое тело (лазерные и ядерные гироскопы). Однако указанные приборы не вышли пока из стадии лабораторных исследований.

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Приборы и системы, представляющие собой гироскопические чувствительные элементы, строятся с использованием симметричных быстровращающихся гироскопов; при этом в основу методов исследования таких приборов положена теория быстровращающегося симметричного гироскопа [2], [5], [8].

Симметричным быстровращающимся гироскопом (рис. VIII.1) называют быстровращающееся твердое тело, одна из точек O которого закреплена, а эллипсоид инерции относительно этой точки является эллипсоидом вращения; ось вращения эллипсоида инерции совпадает с осью собственного вращения гироскопа.

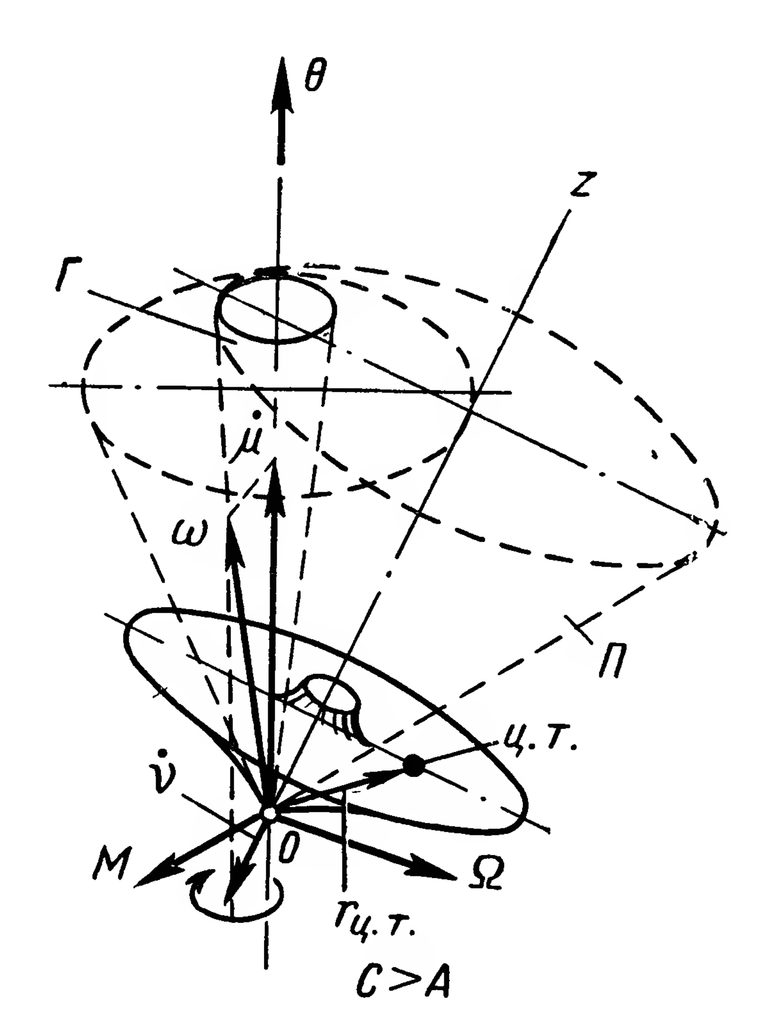


Рис. VIII.1. Симметричный быстровращающийся гироскоп

Если на гироскоп не действует момент внешних сил, то такой гироскоп называют свободным.

В случае, если осевой момент инерции C больше экваториального момента инерции A, как это показано на рис. VIII.1, то кинематику свободного движения симметричного гироскопа можно представить как равномерное качение без скольжения круглого конуса $П$ (полодии), жестко скрепленного с гироскопом, по поверхности другого конуса $Г$ (герполодий), неподвижного в абсолютном пространстве.

При этом ось конуса герполодии совпадает с направлением вектора $\bar{\theta}$ — момента количества движения гироскопа, а ось z фигуры гироскопа является осью конуса полодии. Вектор мгновенной угловой скорости $\bar{\omega}$ вращения гироскопа лежит на соприкасающейся

образующих конусов Γ и Π. Такое движение гироскопа называют свободной регулярной прецессией, или нутацией.

У быстровращающегося гироскопа угол между вектором $\bar{\theta}$ и осью z практически бывает малым. В этом случае свободное движение оси z фигуры гироскопа представляет собой быстрое дрожание оси фигуры с малой амплитудой около вектора $\bar{\theta}$, направление которого сохраняется неподвижным в абсолютном пространстве.

Если на гироскоп действует момент $\bar{M}$ внешних сил, то его движение в соответствии с законом моментов количества движения определяется уравнением

$$\frac{d\bar{\theta}}{dt} = \bar{M}. \qquad \text{(VIII.1)}$$

Векторная производная по времени от вектора $\bar{\theta}$ момента количества движения гироскопа равна вектору $\bar{M}$ равнодействующей момента внешних сил, действующих на гироскоп.

Амплитуда нутационных колебаний гироскопа мала и практически затухает под влиянием диссипативных моментов, поэтому в технических приложениях часто движение вектора $\bar{\theta}$ отождествляют с движением оси z фигуры гироскопа.

В этом случае уравнение (VIII.1) преобразуется к виду

$$\frac{d\bar{H}}{dt} = M, \qquad \text{(VIII.2)}$$

где $\bar{H}$ — постоянный по модулю кинетический момент гироскопа.

Тогда имеем

$$\frac{d\bar{H}}{dt} = [\bar{\omega} \times \bar{H}] = \bar{M}, \qquad \text{(VIII.3)}$$

где $\bar{\omega}$ — абсолютная угловая скорость поворота оси фигуры гироскопа.

Рассматривая движение гироскопа в подвижной системе координат, переносная угловая скорость которой равна $\bar{\omega}_e$, получим

$$[\bar{\omega}_r \times \bar{H}] = \bar{M} - [\bar{\omega}_e \times \bar{H}],$$

где $\bar{\omega}_r$ — угловая скорость поворота оси z фигуры гироскопа относительно подвижной системы координат.

Если центр тяжести (ц. т.) гироскопа не совпадает с точкой O его опоры и положение центра тяжести гироскопа относительно точки O определяется радиусом-вектором $\bar{r}_{ц.\,т}$, то уравнение движения гироскопа преобразуется к виду

$$[\bar{\omega}_r \times \bar{H}] = \bar{M} - [\bar{\omega}_e \times \bar{H}] - m\,[\bar{r}_{ц.\,т} \times \bar{W}],$$

где m — масса гироскопа;

$\bar{W}$ — абсолютное ускорение точки O опоры гироскопа.

Векторное произведение $\bar{H} \times \bar{\omega}$ называется гироскопическим моментом, представляющим собой специфическое инерционное сопротивление, которое гироскоп оказывает внешнему моменту.

В процессе поворота оси z гироскопа в пространстве с абсолютной угловой скоростью $\bar{\omega}$ в каждый момент времени момент внешних сил, действующий на гироскоп через соответствующие связи, уравновешивается гироскопическим моментом, приложенным к связям.

Гироскопический момент $\bar{H} \times \bar{\omega}$ равен по величине $H\omega \sin [\bar{H}, \bar{\omega}]$. Этот момент перпендикулярен плоскости, заключающей вектор $\bar{H}$ кинетического момента и вектор угловой скорости $\bar{\omega}$, и направлен таким образом, что стремится совместить первый вектор со вторым по кратчайшему пути.

2. АСТАТИЧЕСКИЕ ГИРОСКОПЫ

Для обеспечения ротору гироскопа (рис. VIII.2) свободы вращения вокруг «неподвижной» точки применяют карданов подвес. Если центр тяжести гироскопа совпадает с его «неподвижной» точкой (точкой пересечения осей карданова подвеса), то такой гироскоп называется астатическим.

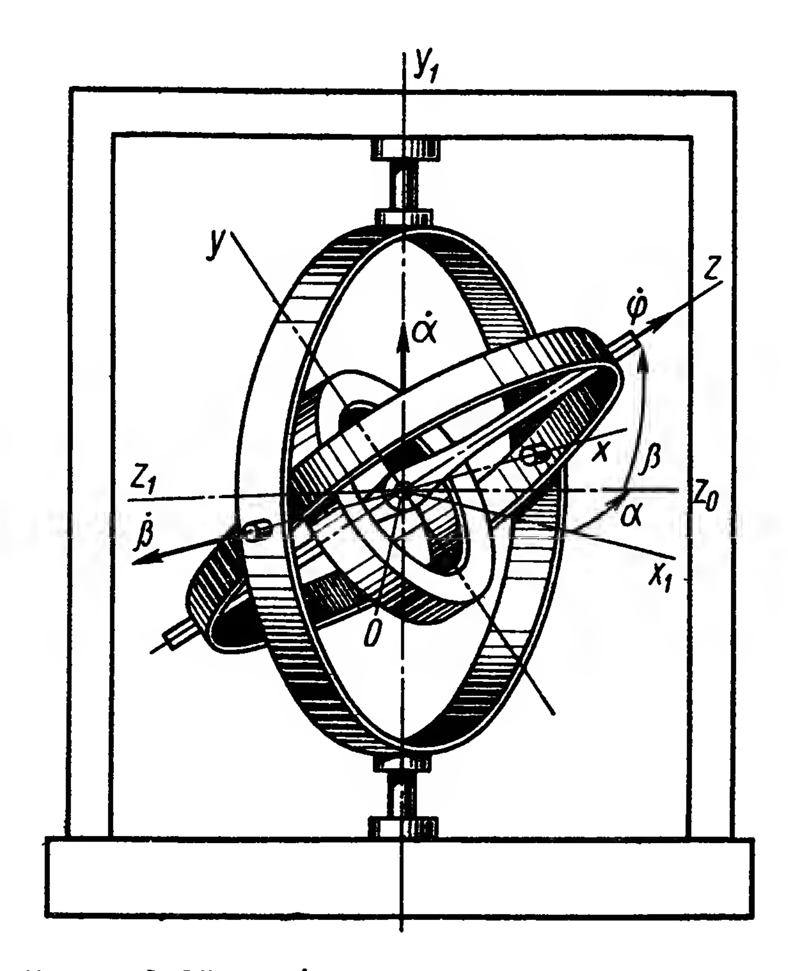


Рис. VIII.2. Астатический гироскоп в кардановом подвесе

Астатические гироскопы применяются в качестве измерительных элементов, определяющих заданное направление в пространстве, и, в частности, как временные «хранители» направления истинной вертикали, направления меридиана или ортодромии и являются датчиками автопилота, прицела, антенны, определяющими положение объекта относительно заданного направления в пространстве.

Принцип действия астатического гироскопа основан на использовании способности вектора кинетического момента $\bar{H}$ сохранять заданное направление в пространстве при отсутствии внешних моментов. Тогда направление оси ротора гироскопа в пространстве служит исходной базой для определения положения движущегося объекта, антенны и др.

В процессе эксплуатации ось ротора астатического гироскопа, подверженная действию моментов внешних сил, совершает вынужденные колебания и постепенно отклоняется от заданного направления в пространстве.

Скорость отклонения оси ротора гироскопа в пространстве называется собственной скоростью прецессии гироскопа, или просто «уходом», и является наиболее важной характеристикой точности прибора.

Обычно для астатического гироскопа, как и для остальных гироскопических элементов, различают следующие составляющие собственной скорости прецессии:

а) случайную составляющую ω_0, вызванную действием вредных моментов, не зависящих от силы тяжести (моменты трения, моменты от токоподводов, моменты «тяжения» от электростатических и магнитных полей и т. д.);

б) составляющую ω_1, пропорциональную перегрузке, вызванную действием инерционных моментов, возникающих вследствие несовпадения центра тяжести гироскопа с центром карданова подвеса;

в) составляющую ω_2, пропорциональную квадрату перегрузки, вызванную действием вредных моментов, возникающих вследствие неравножесткости элементов карданова подвеса в различных направлениях;

г) динамическую составляющую $\omega_д$, вызванную угловыми колебаниями оси ротора в пространстве, возникающими вследствие воздействия угловых колебаний основания, нутационных колебаний гироскопа и т. д.

Первые три составляющие являются инструментальными погрешностями, четвертая — методической. Для современных астатических гироскопов, используемых на практике, $\omega_0 \approx \omega_1 \approx 0{,}1 \div 100$ *град/ч*.

Кроме погрешностей, вызванных отклонением вектора $\bar{H}$ от заданного направления, в астатических гироскопах различают также геометрические (карданные) погрешности. Эти погрешности имеют место и при равенстве нулю собственной скорости прецессии и вызваны тем, что определение положения объекта, антенны, прицела относительно вектора $\bar{H}$ производится посредством измерения углов поворота гироскопа вокруг внутренней и наружной осей кардана, направления которых вообще не совпадают с осями отсчета в выбранной системе координат.

Величина карданных погрешностей определяется с помощью формул сферической тригонометрии или матричной алгебры.

Уравнения движения астатического гироскопа [8]. Представим себе гироскоп (см. рис. VIII.2), с внутренней рамкой карданова подвеса которого связан правый трехгранник xyz. Оси координат $x_1y_1z_1$ связаны с летательным аппаратом (ЛА).

Положение гироскопа относительно системы координат, связанной с ЛА, определяется углами α и β (см. рис. VIII.2) поворота оси ротора гироскопа вокруг осей наружной и внутренней рамок его карданова подвеса.

Вводим обозначения:

A и C — экваториальный и осевой моменты инерции ротора гироскопа;

A_1, B_1, C_1 — моменты инерции внутренней рамки карданова подвеса относительно осей x, y, z;

A_2, B_2, C_2 — моменты инерции наружной рамки карданова подвеса относительно осей y_1, x, z_0;

u_x, u_y, u_z — проекции переносной угловой скорости вращения трехгранника xyz на его ребра;

u_{z_0}, u_{y_1} — проекции переносной угловой скорости наружной рамки карданова подвеса на ось z_0 и на ось y_1;

r — абсолютная угловая скорость вращения ротора гироскопа вокруг оси z.

Проектируя моменты, действующие вокруг осей внутренней и наружной рамок карданова подвеса, на оси x и y_1, получаем уравнения движения астатического гироскопа в подвижных осях координат:

$$\left.\begin{aligned}
&(A+A_1)\ddot{\beta}-Cr\dot{\alpha}\cos\beta-(C_1-A-B_1)\dot{\alpha}^2\sin\beta\cos\beta=\\
&=-(B_1+A-C_1)\dot{\alpha}u_z\cos\beta-(B_1+A-C_1)\dot{\alpha}u_y\sin\beta-\\
&-(B_1+A-C_1)u_yu_z+(A+A_1)\dot{u}_x+Cru_y-M_x;\\
&[A_2+(A+B_1)\cos^2\beta+C_1\sin^2\beta]\ddot{\alpha}+Cr\dot{\beta}\cos\beta+\\
&+2(C_1-B_1-A)\dot{\alpha}\dot{\beta}\sin\beta\cos\beta=-A_2\dot{u}_{y_1}-\\
&-(B_2-C_2)u_x\dot{u}_{z_0}+(A_1-B_1)u_xu_y\sin\beta-\\
&-(A+A_1-C)u_xu_z\cos\beta-C_1\dot{u}_z\sin\beta+(B_1-A_1)\times\\
&\times\dot{\beta}u_y\sin\beta+(C_1-A+B_1)\dot{\alpha}u_x\sin\beta\cos\beta-\\
&-(A+B_1)\dot{u}_y\cos\beta+(A+A_1-C_1)\dot{\beta}u_z\cos\beta+\\
&+Cru_x\cos\beta-C\dot{r}\sin\beta+M_{y_1}.
\end{aligned}\right\}\qquad(\text{VIII}.4)$$

Уравнениями (VIII.4) удобно пользоваться при исследовании движения гироскопа, заключенного в кардановом подвесе на движущемся объекте, когда возмущение $u_x(t)$, $u_y(t)$ и $u_z(t)$ задано и необходимо найти движение гироскопа, определяемое координатами $\alpha(t)$ и $\beta(t)$. Эти уравнения могут быть использованы также для определения динамической составляющей собственной скорости прецессии ω_∂.

Свободное движение гироскопа, заключенного в кардановом подвесе. Для астатического гироскопа, установленного на неподвижном основании при отсутствии внешних возмущений $u_x=u_y=u_z=M_x=M_y=0$, а $r=\text{const}$, и уравнения (VIII.4) принимают вид

$$\left.\begin{aligned}
&[A_2+(A+B_1)\cos^2\beta+C_1\sin^2\beta]\ddot{\alpha}+Cr\dot{\beta}\cos\beta+\\
&+2(C_1-B_1-A)\dot{\alpha}\dot{\beta}\cos\beta=0;\\
&(A+A_1)\ddot{\beta}-Cr\alpha\cos\beta-(C_1-A-B_1)\dot{\alpha}^2\sin\beta\cos\beta=0.
\end{aligned}\right\}\qquad(\text{VIII}.5)$$

Движение свободного гироскопа описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений (VIII.5).

Переходя к вариациям координат $\dot{\alpha}$ и β, полагая

$$\dot{\alpha}=\dot{\alpha}_0+\Delta\dot{\alpha},\qquad \beta=\beta_0+\Delta\beta$$

и ограничиваясь первым приближением линеаризованных уравнений (VIII.5), получим

$$\left.\begin{aligned} &J_0\Delta\ddot{\alpha} + Cr\cos\beta_0\Delta\dot{\beta} = 0;\\ &A_0\Delta\ddot{\beta} - Cr\cos\beta_0\Delta\dot{\alpha} = 0. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.6)}$$

Исключая координату $\Delta\beta$, имеем

$$\Delta\ddot{\alpha} + \frac{(Cr)^2\cos^2\beta_0}{A_0 J_0}\Delta\dot{\alpha} = 0.$$

При этом, как это следует из решения системы нелинейных дифференциальных уравнений (VIII.5),

$$\dot{\alpha}_0 = \frac{(A_2 + C_1)\,Cr\sin\beta_0}{2A_0 J_0}\Delta\alpha_0^2, \qquad \text{(VIII.7)}$$

где $J_0 = A_2 + (A + B_1)\cos^2\beta_0 + C_1\sin^2\beta_0, \quad A_0 = A + A_1,$

$\Delta\alpha_0$ — амплитуда нутационных колебаний гироскопа, представляющих собой решение уравнений (VIII.6),

$$\left.\begin{aligned} &\Delta\alpha = \Delta\alpha_0\cos n_1 t;\\ &\Delta\beta = \Delta\alpha_0\sqrt{\frac{J_0}{A_0}}\sin n_1 t. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.8)}$$

Частота нутационных колебаний гироскопа

$$n_1 = \frac{Cr\cos\beta_0}{\sqrt{A_0 J_0}}. \qquad \text{(VIII.9)}$$

Согласно уравнениям (VIII.7) и (VIII.8) астатический гироскоп, заключенный в кардановом подвесе, совершает нутационные колебания малой амплитуды и одновременно поворачивается вокруг оси наружной рамки карданова подвеса с угловой скоростью $\dot{\alpha}_0$.

Малая величина $\dot{\alpha}_0$, определяемая выражением (VIII.7), представляет собой динамическую составляющую собственной скорости прецессии, обусловленную нутационными колебаниями гироскопа.

Основное свойство свободного гироскопа (см. рис. VIII.1) — сохранять направление оси его ротора неизменным в абсолютном пространстве; для гироскопа в карданном подвесе это свойство сохраняется с точностью до $\dot{\alpha}_0$. При $\beta_0 \neq 0$ гироскоп не является указателем направления, неизменного в абсолютном пространстве.

Вынужденное движение. Определим реакцию астатического гироскопа на возмущающий момент M_{y_1}, действующий вокруг оси y_1. Полагая, что вокруг оси y_1 так же действует диссипативный момент $N_y\dot{\alpha}$, и опуская значок Δ вариации из уравнения (VIII.5), получим уравнения движения астатического гироскопа первого приближения

$$\left.\begin{aligned} &J_0\ddot{\alpha} + N_y\dot{\alpha} + H\cos\beta_0\dot{\beta} = M_{y_1};\\ &A_0\ddot{\beta} - H\cos\beta_0\ddot{\alpha} = 0. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.10)}$$

Обозначая $\frac{H^2 \cos^2 \beta_0}{A_0 J_0} = n_1^2$, $\frac{N_y}{J_0} = 2h$, $\frac{M_{y_1}^0}{J_0} = m_y^0$, $H = Cr$ при условии, что при $t = 0, \alpha = \dot{\alpha} = \ddot{\beta} = 0$, а также $n_1^2 > h^2$, определим реакцию гироскопа на возмущение $M_{y_1}^0 = \text{const}$ типа единичного скачка

$$\left.\begin{aligned}\alpha &= \frac{m_{y_1}^0}{n_1^2} + \frac{m_{y_1}^0 e^{-ht}}{n_1 \sqrt{n_1^2 - h^2}} \sin \sqrt{n_1^2 - h^2}\, t - \\ &- \frac{m_{y_1}^0}{n_1^2} e^{-ht} \cos \sqrt{n_1^2 - h^2}\, t; \\ \dot{\beta} &= \frac{m_{y_1}^0 J_0}{H \cos \beta_0} + \frac{m_{y_1}^0 J_0}{H \cos \beta_0} \frac{e^{-ht}}{\sqrt{n_1^2 - h^2}} \sin \sqrt{n_1^2 - h^2}\, t - \\ &- \frac{m_{y_1}^0 J_0}{H \cos \beta_0} e^{-ht} \cos \sqrt{n_1^2 - h^2}\, t.\end{aligned}\right\} \qquad (VIII.11)$$

В установившемся режиме движения гироскопа вторые и третьи члены уравнений (VIII.11) стремятся к нулю и, следовательно, имеем

$$\left.\begin{aligned}\alpha_* &= \frac{M_{y_1}^0 A_0}{H^2 \cos^2 \beta_0}; \\ \dot{\beta}_* &= \frac{M_{y_1}^0}{H \cos \beta_0}.\end{aligned}\right\} \qquad (VIII.12)$$

Гироскоп поворачивается в направлении действия момента $M_{y_1}^0$ внешних сил на угол α_*, называемый «нутационным броском», и поворачивается вокруг оси x внутренней рамки кардана с угловой скоростью $\dot{\beta}_*$ (прецессия гироскопа).

Реакция астатического гироскопа на гармоническое возмущение может быть определена с помощью передаточных функций

$$W_1(s) = \frac{\alpha(s)}{M_{y_1}(s)} \quad \text{и} \quad W_2(s) = \frac{\beta(s)}{M_{y_1}(s)}.$$

Перепишем дифференциальные уравнения (VIII.10) в операторной форме $\left(p = \frac{d}{dt}\right)$

$$\left.\begin{aligned}(J_0 p^2 + N_y p)\,\alpha + H \cos \beta_0 p \beta &= M_{y_1}; \\ A_0 p^2 \beta - H \cos \beta_0 p \alpha &= 0.\end{aligned}\right\} \qquad (VIII.13)$$

Из уравнений (VIII.13) имеем

$$\left.\begin{aligned}(T^2 p^2 + 2\xi T p + 1)\,\alpha &= \frac{A_0}{H^2 \cos^2 \beta_0} M_{y_1}; \\ (T^2 p^2 + 2\xi T p + 1)\, p\beta &= \frac{M_{y_1}}{H \cos \beta_0}.\end{aligned}\right\} \qquad (VIII.14)$$

Применяя к уравнениям (VIII.14) преобразование Лапласа, получим искомые передаточные функции

$$W_1(s)=\frac{\alpha(s)}{M_{y_1}(s)}=\frac{K_1}{T^2s^2+2\xi Ts+1},$$

$$W_2(s)=\frac{\beta(s)}{M_{y_1}(s)}=\frac{K_2}{s(T^2s^2+2\xi Ts+1)}, \qquad \text{(VIII.15)}$$

где $K_1=\frac{A_0}{H^2\cos^2\beta_0}$, $K_2=\frac{1}{H\cos\beta_0}$, $T^2=\frac{A_0J_0}{H^2\cos^2\beta_0}$,

$$\xi=\frac{N_y}{2H\cos\beta_0}\sqrt{\frac{A_0}{J_0}}.$$

Для реальных параметров астатических гироскопов собственная частота $f=\frac{1}{2\pi T}\approx 100\div 200$ *гц*, $K_1=10^{-6}\div 10^{-7}\ \frac{1}{г\cdot см}$.

Это означает, что нутационные колебания совершаются с высокой частотой и малой амплитудой и их в большинстве случаев можно не учитывать. Физически нутационные колебания вызываются наличием инерционных членов $J_0\ddot{\alpha}$ и $A_0\ddot{\beta}$ в уравнениях (VIII.10). В связи с этим на практике вместо полных уравнений (VIII.10) часто используются укороченные (усеченные, прецессионные) уравнения, которые при отсутствии диссипативного момента имеют вид

$$\left.\begin{aligned} H\cos\beta_0\dot{\beta}&=M_{y_1},\\ H\cos\beta_0\dot{\alpha}&=0.\end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.16)}$$

Тогда соответствующие передаточные функции

$$\left.\begin{aligned} W_1(s)&=\frac{\alpha(s)}{M_{y_1}(s)}=0;\\ W_2(s)&=\frac{\beta(s)}{M_{y_1}(s)}=\frac{K_2}{s},\end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.17)}$$

т. е. гироскоп является интрегатором внешнего момента.

Определение собственной скорости прецессии. Для определения $\omega_д$ используются уравнения (VIII.4). В качестве примера найдем $\omega_д$ при малых гармонических колебаниях летательного аппарата вокруг продольной оси x_1 (рис. VIII.2) с угловой скоростью $\dot{\gamma}$ [8]. При этом

$$\left.\begin{aligned} &u_x=\dot{\gamma}\sin\alpha; \quad u_{z_0}=\dot{\gamma}\cos\alpha;\\ &u_y=-\dot{\gamma}\cos\alpha\sin\beta; \quad u_z=\dot{\gamma}\cos\alpha\cos\beta.\end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.18)}$$

Используя значения u_x, u_y, u_z, u_{z_0} (VIII.18) из уравнений (VIII.4), найдем приближенное значение возмущающего момента, действующего вокруг оси y_1 и возникающего вследствие карданного поворота рамок гироскопа, а именно

$$M_{y_1}=-(A_2+C_1)\frac{\cos\alpha_0\sin\beta_0}{\cos^2\beta_0}\ddot{\gamma}.$$

Если $\gamma = \gamma_0 \sin \nu t$, где ν — частота возмущающих колебаний летательного аппарата, то

$$\ddot{\gamma} = -\gamma_0 \nu^2 \sin t$$

и, следовательно,

$$M_{y_1} = (A_2 + C_1) \frac{\cos \alpha_0 \sin \beta_0}{\cos^2 \beta_0} \gamma_0 \nu^2 \sin \nu t.$$

Считая, что $\nu^2 \ll n_1^2$, воспользуемся уравнениями (VIII.16) для нахождения амплитуды угловых колебаний оси ротора гироскопа вокруг осей внутренней и наружной рамок его карданова подвеса. При этом вследствие периодического наклона оси x внутренней рамки карданова подвеса гироскопа с частотой ν и прецессии гироскопа вокруг оси x с угловой скоростью $\dot{\beta}_{абс}$ ось ротора гироскопа поворачивается в абсолютном пространстве вокруг оси наружной рамки карданова подвеса с угловой скоростью, среднее значение которой

$$\dot{\alpha}_0 = -\frac{A_2 + C_1}{2H} \frac{\cos^2 \alpha_0 \sin \beta_0}{\cos^4 \beta_0} \gamma_0^2 \nu^2. \qquad \text{(VIII.19)}$$

Аналогичным образом легко определить, что в случае малых периодических колебаний ЛА с угловой скоростью $\dot{\gamma}$

$$\dot{\alpha}_0 = -\frac{A_2 + C_1}{H} \frac{\cos^2 \alpha_0 \sin \beta_0}{\cos^4 \beta_0} \frac{1}{T} \int_0^T \dot{\gamma}^2 (t)\, dt, \qquad \text{(VIII.20)}$$

где T — период колебаний.

Если $\dot{\gamma}$ — стационарная случайная функция, то математическое ожидание $\dot{\alpha}_0$ определится:

$$M(\dot{\alpha}_0) = -\frac{A_2 + C_1}{H} \frac{\cos^2 \alpha_0 \sin \beta_0}{\cos^4 \beta_0} D[\dot{\gamma}], \qquad \text{(VIII.21)}$$

где $D[\dot{\gamma}]$ — дисперсия $\dot{\gamma}$.

Скорость прецессии $\dot{\alpha}_0$ достигает наибольшей величины при гармонических угловых вибрациях основания в случае резонанса, когда частота вибрации ν равна частоте нутационных колебаний гироскопа n_1. Тогда с учетом выражения (VIII.15)

$$\dot{\alpha}_0 = -\lambda^2 \left(\frac{A_2 + C_1}{J_0}\right)^3 \frac{H}{2A_0} \operatorname{tg}^3 \beta_0 \cos \beta_0 \cos^2 \alpha_0 \gamma_0^2, \qquad \text{(VIII.22)}$$

где λ — коэффициент динамичности гироскопа.

Составляющие ω_0, ω_1, ω_2 зависят от возмущающих моментов (трение, дисбаланс и т. д.), действующих вокруг осей карданова подвеса.

Для примера определим составляющие собственной скорости прецессии ω_0, ω_1, ω_2 вокруг оси наружной рамки карданова подвеса.

Пользуясь уравнениями (VIII.16), в предположении, что момент вокруг внутренней оси кардана $M_x \neq 0$, находим

$$\dot{\alpha} = \frac{1}{H \cos \beta_0} M_x.$$

В свою очередь,

$$M_x = M_{x_0} + M_{x_1} + M_{x_2},$$

где M_{x_0} — момент, не зависящий от силы тяжести;
M_{x_1} — момент, пропорциональный перегрузке;
M_{x_2} — момент, пропорциональный квадрату перегрузки.

При проектировании прибора M_{x_0} определяется либо как сумма моментов трения, моментов от токоподводов и т. д., либо по аналогии с существующими конструкциями. Для изготовленного прибора M_{x_0} определяется на основании экспериментальных исследований.

Обычно M_{x_0} является случайной величиной, распределенной по нормальному закону со среднеквадратическим отклонением $\sigma[M_{x_0}]$. Тогда $\omega_{x_0} = \frac{M_{x_0}}{H}$, и за время t вектор $\bar{H}$ повернется в пространстве вокруг оси наружной рамки кардана на угол α_0, причем

$$\sigma[\alpha_0] = \sigma[\omega_0^*] \frac{t}{\cos \beta_0} \quad \text{(VIII.23)},$$

где $\sigma[\omega_0^*] = \frac{\sigma[M_{x_0}]}{H}$ — среднеквадратическое значение случайной составляющей собственной скорости прецессии ω_0^*.

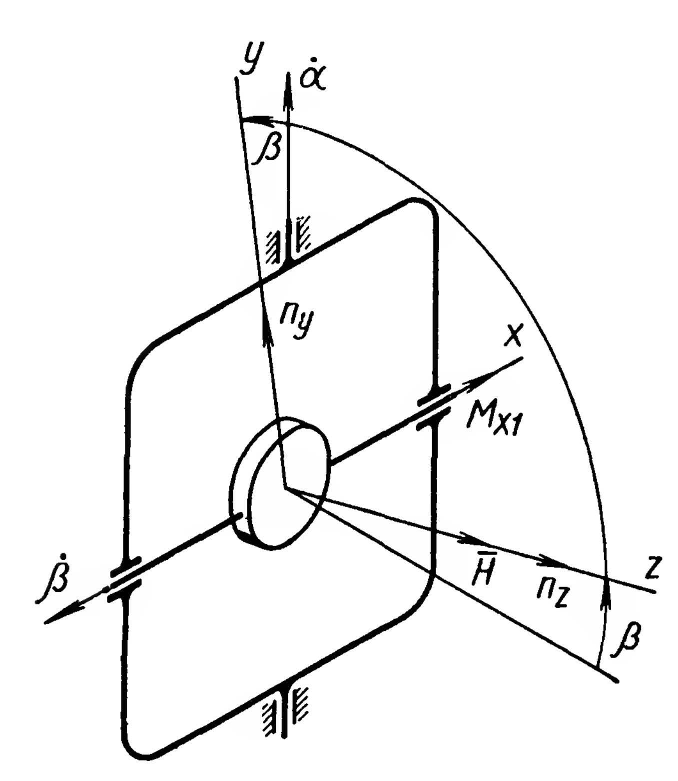


Рис. VIII.3. К определению момента от смещения центра тяжести

Момент M_{x1} определяется (рис. VIII.3) в виде

$$M_{x_1} = Pzn_y - Pyn_z,$$

где P — вес гироузла;
y (z) — смещение центра тяжести вдоль оси y (z);
n_y, n_z — перегрузки вдоль оси y (z).

Величина смещения центра тяжести вдоль оси y (z) определяется либо по аналогии с существующими конструкциями, либо на основании экспериментальных данных. В установившемся тепловом режиме или в течение сравнительно короткого отрезка времени y (z) можно рассматривать как независимые случайные величины, распределенные по нормальному закону. Тогда

$$\omega_1 = \frac{1}{H \cos \beta_0} (Pzn_y - Pyn_z),$$

и за время t за счет смещения центра тяжести вдоль оси z (y) вектор $\bar{H}$ повернется на угол α_{1y} (α_{1z}), причем

$$\left.\begin{aligned} \sigma[\alpha_{1y}] &= \sigma[\omega_{1y}^{*}]\frac{1}{\cos\beta_0}\int_0^t n_y(t)\,dt; \\ \sigma[\alpha_{1z}] &= \sigma[\omega_{1z}^{*}]\frac{1}{\cos\beta_0}\int_0^t n_z(t)\,dt, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.24)}$$

где $\sigma[\omega_{1y}^{*}] = \frac{\sigma[z]P}{H}$, $\left(\sigma[\omega_{1z}^{*}] = \frac{\sigma[y]P}{H}\right)$ — средне-квадратическое значение удельной скорости прецессии, пропорциональной n_y (n_z).

В статике момент от неравножесткости определится по формуле

$$M_{x_2} = P_p^2\left(\frac{1}{C_y} - \frac{1}{C_z}\right)n_y n_z,$$

где C_y (C_z) — жесткость упругой связи между кожухом и ротором вдоль оси y (z);

P_p — вес ротора.

Для уменьшения M_{x2} стремятся, чтобы C_x и C_y были по возможности максимальны и при номинальных значениях всех параметров равны друг другу. Величина коэффициента $\left(\frac{1}{C_y} - \frac{1}{C_x}\right)$ является центрированной случайной величиной. Тогда

$$\omega_2 = \frac{P_p^2}{H\cos\beta_0}\left(\frac{1}{C_y} - \frac{1}{C_z}\right)n_y n_z$$

и за время t за счет неравножесткости вектор $\bar{H}$ повернется на угол α_2, причем

$$\sigma[\alpha_2] = \sigma[\omega_2^{*}]\int_0^t n_y(t)\,n_z(t)\,dt, \qquad \text{(VIII.25)}$$

где

$$\sigma[\omega_2^{*}] = \frac{\sigma\left(\frac{1}{C_y} - \frac{1}{C_z}\right)P_p}{H}$$

— среднеквадратическое значение удельной составляющей собственной скорости прецессии, пропорциональной квадрату перегрузки.

Параметры $\sigma[\omega_0^{*}]$, $\sigma[\omega_{1y}^{*}]$, $\sigma[\omega_{1z}^{*}]$, $\sigma[\omega_1^{*}]$ являются наиболее важными характеристиками точности прибора.

Результирующий угол поворота вектора в пространстве равен сумме случайных величин α_0, α_{1y}, α_{1z}, α_2, которые по своей физической природе являются независимыми, т. е.

$$\sigma[\alpha^{*}] = \sqrt{\sigma^2[\alpha_0] + \sigma^2[\alpha_{1y}] + \sigma_{1z}^2 + \sigma^2[\alpha_2]} =$$

$$= \frac{1}{\cos\beta_0}\sqrt{\sigma^2[\omega_0]t^2 + \sigma^2[\omega_{1y}]\left(\int_0^t n_y(t)\,dt\right)^2 + \sigma^2[\omega_{1z}]\left(\int_0^t n_z(t)\,dt\right)^2 + \sigma^2[\omega_2]\left(\int_0^t n_y(t)\,n_z(t)\,dt\right)^2}. \qquad \text{(VIII.26)}$$

Аналогичным образом при вычислении α^* можно учесть влияние линейных вибраций, непостоянство угла $\beta(t)$, возрастание момента трения в подшипниках внутренней оси кардана под действием радиальной и осевой перегрузок и т. д.

Окончательное значение погрешности сохранения заданного направления вектора $\bar{H}$ определяется суммой α^* и динамической составляющей.

Рабочие углы. Рабочий диапазон углов по осям кардана является важной технической характеристикой астатического гироскопа. Так как с увеличением угла увеличиваются методические и инструментальные погрешности гироскопа и снижается нутационная частота, то при проектировании прибора и всей системы в целом, стремятся, чтобы $\beta \approx 0$. По этим же причинам рабочий угол β, как правило, не превышает 45—60°.

Рабочий угол поворота по наружной оси кардана не оказывает существенного влияния на точность астатического гироскопа. В случае необходимости неограниченное значение угла α обеспечивается применением коллекторных токоподводов по наружной оси кардана. При применении гибких токоподводов $/\alpha/ \leqslant 60 \div 80°$.

3. ОДНООСНЫЕ ГИРОСКОПИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ

Астатический гироскоп, ось ротора которого с помощью разгрузочного устройства (рис. VIII.4) удерживается на направлении перпендикуляра к плоскости наружной рамки карданова подвеса, называется одноосным гироскопическим стабилизатором.

Рис. VIII.4. Схема одноосного гироскопического стабилизатора

Одноосный гироскопический стабилизатор может быть или самостоятельным прибором, или частью двухосного или трехосного гиростабилизаторов, которые обычно рассматриваются как совокупность двух или трех независимых одномерных каналов.

Принцип действия одноосного силового гиростабилизатора заключается в следующем. При действии возмущающего момента M_y вокруг оси наружной рамки кардана возникает угловая скорость прецессии $\dot{\beta}$ и появляется гироскопический момент $H\dot{\beta}$, направленный в сторону, противоположную внешнему моменту. По мере увеличения угла β возрастает и разгрузочный момент, совпадающий по направлению с гироскопическим. Тем самым момент внешних сил, действующих вокруг оси наружной рамки карданова подвеса, уравновешивается не только гироскопическим моментом (как у астатического гироскопа), то также и моментом, развиваемым электродвигателем разгрузочного устройства.

Если кинетический момент H мал, то гироскопическим моментом $H\dot{\beta}$ по сравнению с остальными моментами можно пренебречь. В этом случае стабилизация наружной рамы осуществляется за счет разгрузочного и инерционного моментов, а гироскоп является только измерителем, индикатором абсолютного угла поворота наружной рамки кардана вокруг оси стабилизации (индикаторный стабилизатор).

В гироскопических стабилизаторах наружную ось кардана, вокруг которой действует разгрузочный момент, называют осью стабилизации, внутреннюю — осью прецессии.

Одноосный гироскопический стабилизатор представляет собой замкнутую систему авторегулирования, следящую за величиной и направлением действия момента внешних сил.

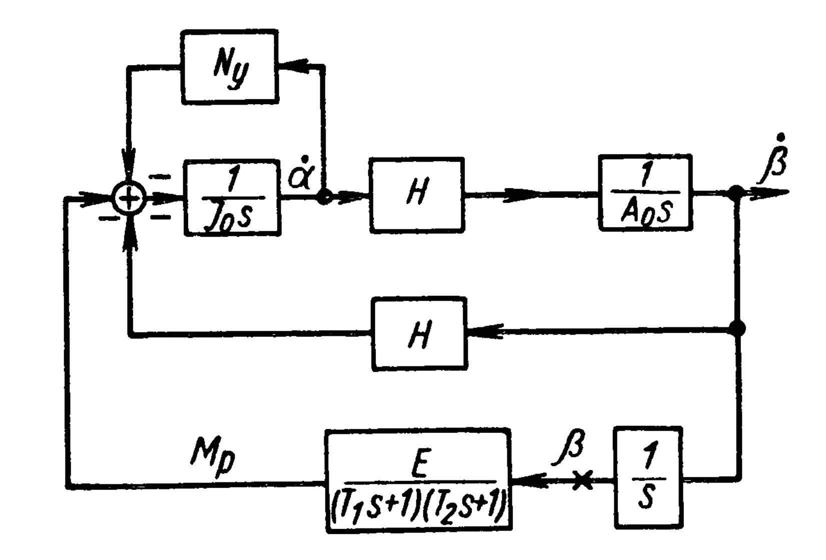


Рис. VIII.5. Структурная схема одноосного гиростабилизатора

Если представить себе разгрузочное устройство с пропорциональной характеристикой $M_p = -E\beta$ и учесть жидкостное трение в подшипниках осей карданова подвеса — $N_y\dot{\alpha}$ и $N_x\dot{\beta}$, где E — крутизна характеристики разгрузочного устройства, а N_y и N_x — удельные моменты демпфирования, действующие вокруг осей y и x, то для одноосного гироскопического стабилизатора с учетом малости угла β получим

$$\left.\begin{aligned} &A_0\ddot{\beta} + N_x\dot{\beta} - H\dot{\alpha} = 0; \\ &J_0\ddot{\alpha} + N_y\dot{\alpha} + H\dot{\beta} = -E\beta + M_y. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.27)}$$

Исключая из уравнений (VIII.27) координату β и полагая, что возмущающий момент относительно оси стабилизации $M_y = 0$, имеем

$$A_0J_0\ddddot{\alpha} + (A_0N_y + J_0N_x)\dddot{\alpha} + (H^2 + N_xN_y)\ddot{\alpha} + HE\dot{\alpha} = 0. \qquad \text{(VIII.28)}$$

Условием устойчивости гиростабилизатора по координате $\dot{\alpha}$ как системы автоматического регулирования согласно Раусу-Гурвицу будет

$$(A_0N_y + J_0N_x)(H^2 + N_xN_y) > A_0J_0EH. \qquad \text{(VIII.29)}$$

Условие устойчивости выполняется для малой крутизны E характеристики разгрузочного устройства. Область устойчивости силового гиростабилизатора по параметру E расширяется, если в цепь разгрузочного устройства ввести корректирующую цепочку в виде двух апериодических звеньев или фазовращателя.

При $N_x = 0$ структурная схема одноосного гиростабилизатора с разгрузочным устройством, содержащим апериодические звенья, показана на рис. VIII.5.

Передаточную функцию $W_0(s) = \frac{\beta_{вых}(s)}{\beta_{вх}(s)}$ разомкнутой схемы силового гиростабилизатора можно записать (место размыкания структурной схемы на рис. VIII.5 отмечено крестиком)

$$W_0(s) = \frac{W_p(s)}{Hs\,(T_0^2 s^2 + 2\xi\, T_0 s + 1)}, \qquad \text{(VIII.30)}$$

где

$W_p(s) = \frac{E}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}$ — передаточная функция контура разгрузки;

$n_0 = \frac{1}{T_0} = \frac{H}{\sqrt{A_0 J_0}}$ — собственная (нутационная) частота;

$\xi = \frac{N_y}{2H}\sqrt{\frac{A_0}{J_0}}$ — относительный коэффициент демпфирования;

T_1, T_2 — постоянные времени апериодических звеньев.

Собственная (нутационная) частота является наиболее важным параметром силового гиростабилизатора, в значительной мере определяющим его динамические характеристики. Вследствие нежесткости элементов конструкции она существенно снижается по сравнению с расчетным значением [4], [8]. На практике это влияние нежесткости проще всего учесть путем увеличения момента инерции относительно оси прецессии на величину

$$\Delta A_0 = \frac{H^2}{k}, \qquad \text{(VIII.31)}$$

где k — угловая жесткость связи между ротором и стабилизируемой платформой вокруг оси стабилизации.

Заменяя в предыдущих выражениях A_0 на

$$A_0^* = A_0 + \frac{H^2}{k}, \qquad \text{(VIII.32)}$$

получим с достаточной на практике точностью уравнение движения системы с учетом жесткости.

Подобное увеличение момента инерции относительно оси прецессии на величину $\frac{H^2}{k}$ можно объяснить следующим образом.

Пусть гироскоп, у которого обод ротора связан с корпусом гиромотора через упругие элементы (подшипники оси ротора, ось ротора), условно обозначенные пружинами (рис. VIII.6), движется вокруг оси прецессии с ускорением $\ddot{\beta}$; вокруг оси y возникает гироскопический момент $H\dot{\beta}$, который, если пренебречь инерционным моментом ротора относительно оси y, уравновешивается упругим моментом

$$H\dot{\beta} = k\psi_y,$$

где ψ_y — угол поворота вокруг оси y за счет упругих деформаций подвеса.

Дифференцируя последнее соотношение, имеем

$$\dot{\psi}_y = \frac{H}{k}\ddot{\beta}.$$

В свою очередь, наличие угловой скорости $\dot{\psi}_y$ приводит к возникновению гироскопического момента

$$H\dot{\psi}_y = \frac{H^2}{k}\ddot{\beta},$$

направленного по оси прецессии в сторону, противоположную $\ddot{\beta}$, который по своему характеру не отличается от инерционного и может быть определен в соответствии с выражением (VIII.32).

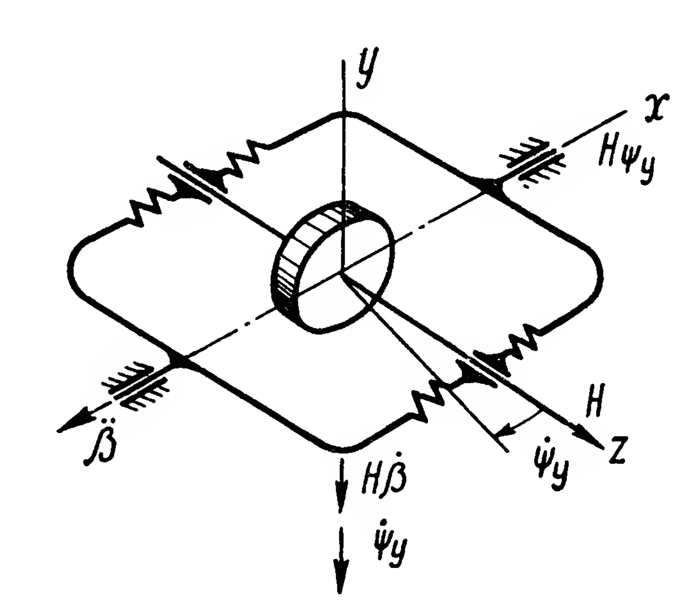


Рис. VIII.6. Кинематическая схема гироскопа с учетом упругости

В случае использования фазовращающих ячеек передаточная функция контура разгрузки

$$W_p(s) = E\frac{1-Ts}{1+Ts},$$

где T — постоянная времени фазовращателя.

Обычно выбирают $T_1 = T_2 = T \approx (1{,}6 \div 2)\,T_0$.

На графике (рис. VIII.7) показан примерный вид логарифмических амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик разомкнутой системы $W_0(j\omega)$ при $\xi \approx 0$ (значение ξ практически невелико) для случая апериодических корректирующих звеньев и фазовращателя.

Наибольший интерес представляет вынужденное движение, описываемое передаточными функциями $\frac{\beta(s)}{M_y(s)}$, $\frac{\alpha(s)}{M_y(s)}$, которые могут быть получены на основании исходных уравнений или соответствующей структурной схемы:

$$\left.\begin{aligned} \frac{\beta(s)}{M_y(s)} &= \frac{W_0(s)}{1+W_0(s)}\cdot\frac{1}{W_p(s)} = W_з(s)\frac{1}{W_p(s)};\\ \frac{\alpha(s)}{M_y(s)} &= W_з(s)\frac{A_0 s}{HW_v(s)}.\end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.33)}$$

Логарифмические частотные характеристики замкнутой системы $W_з(s)$ строятся с помощью специальных номограмм по частотным характеристикам разомкнутой системы.

Для индикаторного стабилизатора, пренебрегая гироскопическим моментом $H\dot{\beta}$ в уравнениях (VIII.27), получим следующее выражение для передаточных функций разомкнутой системы:

$$W_0^*(s) = \frac{H}{N_x(J_0 s + N_y)}\frac{1}{\left(1+\frac{A_0}{N_x}s\right)s}W_p^*(s). \qquad \text{(VIII.34)}$$

Как правило, в контуре разгрузки используются корректирующие цепочки, дающие опережение по фазе, т. е.

$$W_p^*(s) = E\,\frac{1+T_1 s}{1+T_2 s}, \quad \text{причем} \quad T_1 > T_2.$$

Количество форсирующих звеньев и конкретные значения постоянных времени выбираются в соответствии с общими рекомендациями теории автоматического регулирования.

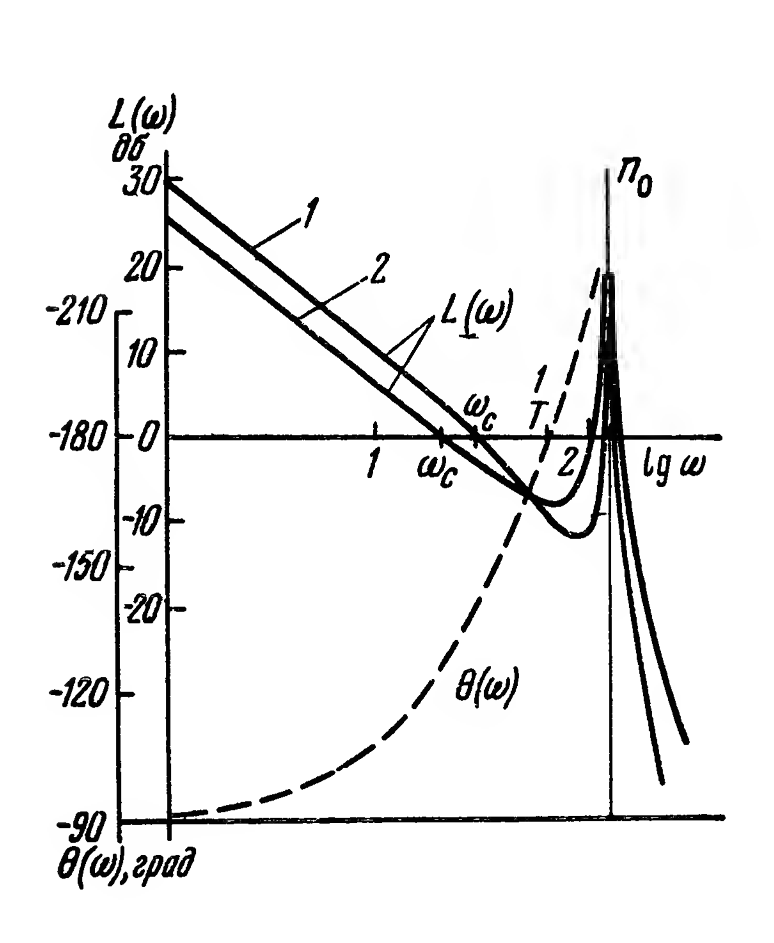


Рис. VIII.7. Логарифмические частотные характеристики разомкнутой системы силового гиростабилизатора:

1 — для $W_p(S) = E\,\frac{1}{(1+Ts)^2}$;

2 — для $W_p(s) = E_1\,\frac{1-Ts}{1+Ts}$

Рис. VIII.8. Логарифмические частотные характеристики разомкнутой системы индикаторного стабилизатора

На рис. VIII.8 показан примерный вид логарифмических амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик разомкнутой системы одноосного индикаторного стабилизатора.

Аналогичным образом могут быть определены $\frac{\beta(s)}{M_y(s)}$ и $\frac{\alpha(s)}{M_y(s)}$.

$$\left.\begin{aligned} \frac{\beta(s)}{M_y(s)} &= \frac{W_0^*(s)}{1+W_0^*(s)}\cdot\frac{1}{W_p^*(s)} = W_з^*(s)\,\frac{1}{W_p^*(s)};\\ \frac{\alpha(s)}{W_y(s)} &= W_з^*(s)\,\frac{1}{W_p^*(s)}\cdot\frac{N_x}{H}\left(1+\frac{A_0}{N_x}\,s\right). \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.35)}$$

На основании уравнений (VIII.33) и (VIII.35) видно, что по возмущению M_y в силовом стабилизаторе по выходной координате α осуществляется астатическое регулирование, в индикаторном — статическое, причем величина статической погрешности

$$\alpha_{cm} = \frac{M_y}{E} \cdot \frac{N_x}{H} = \frac{M_y}{Ei}, \qquad \text{(VIII.36)}$$

где $i = \frac{H}{N_x}$ — передаточное число интегрирующего гироскопа.

Примерный вид логарифмических амплитудно-частотных характеристик вынужденного движения показан на рис. VIII.9.

Если M_y является стационарным случайным процессом с известной спектральной плотностью $S_{M_y}(\omega)$, то спектральная плотность и средне-квадратическое отклонение по выходным координатам определится

$$\left.\begin{aligned} S_\alpha &= \left|\frac{\alpha}{M_y}(j\omega)\right|^2 S_{M_y}, \quad S_\beta = \left|\frac{\beta}{M_y}(j\omega)\right|^2 S_{M_y}; \\ \sigma[\alpha] &= \sqrt{\int_0^\infty S_\alpha(\omega)\,d\omega}, \quad \sigma[\beta] = \sqrt{\int_0^\infty S_\beta(\omega)\,d\omega}. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.37)}$$

Наиболее опасным для силового стабилизатора являются возмущения на нутационной частоте (см. рис. VIII.9).

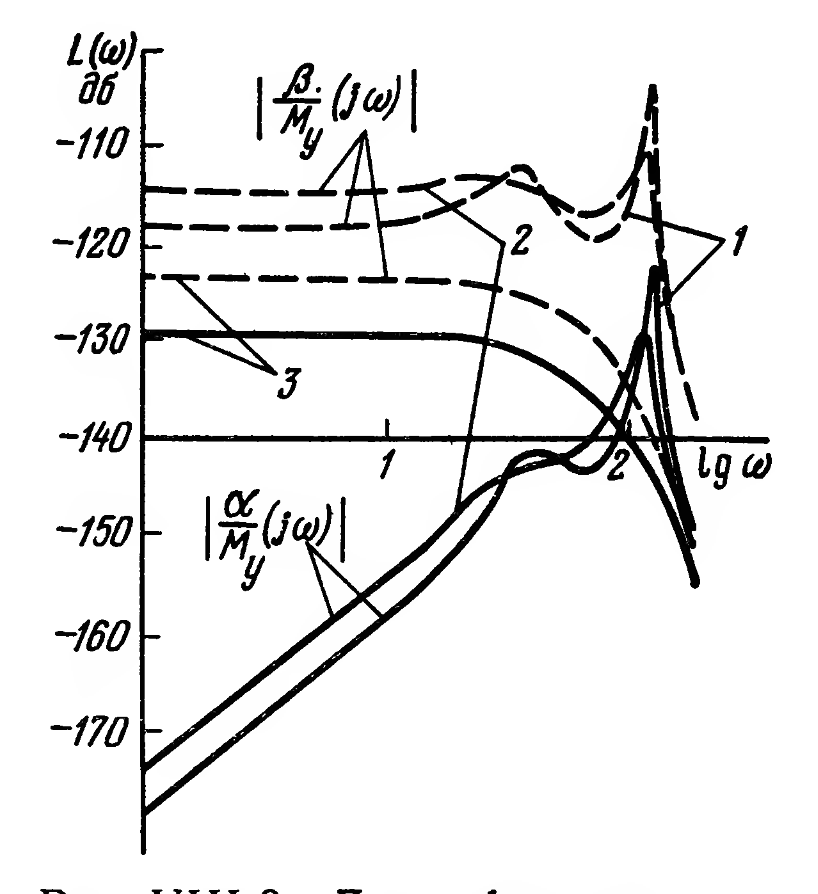


Рис. VIII.9. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики $\frac{\alpha}{M_y}(j\omega)$ и $\frac{\beta}{M_y}(j\omega)$ силового и индикаторного гиростабилизаторов:
1 — для силового стабилизатора при $W_p(s) = E\frac{1}{(1+Ts)^2}$; *2* — для силового стабилизатора при $W_p(s) = E_1\frac{1-Ts}{1+Ts}$; *3* — для индикаторного стабилизатора

Важной выходной характеристикой гиростабилизатора является отношение амплитуды вынужденных угловых отклонений платформы в пространстве к амплитуде угловых колебаний основания. Это отношение называется коэффициентом подавления колебаний объекта и характеризует качество стабилизации $L(s)$.

Оно может быть определено согласно уравнениям (VIII.33) и (VIII.35), если возмущающий момент выразить в функции угла колебаний основания ψ:

$$M_y(s) = W_в(s)\,\psi(s), \qquad \text{(VIII.38)}$$

где $W_в(s)$ — передаточная функция по возмущению.

Тогда

$$L(s) = \frac{\alpha(s)}{M(s)} W_в(s), \qquad \text{(VIII.39)}$$

здесь $W_в(s)$ определяется инерционным моментом от рам кардана и от «обкатки» роторов разгрузочных электродвигателей моментами вязкого и сухого трения относительно оси стабилизации и т. д.

Переходный процесс по углам α и β при ступенчатом приложении нагрузочного момента или при ударе может быть определен по передаточным функциям (VIII.33) и (VIII.35).

В силовом стабилизаторе доминирующими корнями, определяющими вид переходного процесса, обычно являются две пары комплексно-сопряженных корней, по модулю приблизительно равных частоте среза контура разгрузки ω_c и нутационной частоте n_0. Применение корректирующих звеньев типа фазовращателя по сравнению с апериодическим звеном позволяет получить значительно больший относительный коэффициент демпфирования нутационных колебаний.

В индикаторном стабилизаторе доминирующими корнями обычно является пара комплексно-сопряженных корней, по модулю приблизительно равных частоте среза системы.

Собственная скорость прецессии. Составляющие собственной скорости прецессии ω_0, ω_1, ω_2, обусловленные действием момента M_x относительно оси прецессии, определяются таким же образом, как и в случае астатического гироскопа (см. гл. VIII, § 2).

Динамическую составляющую ω_0 удобнее всего определять, используя кинематическую теорему о некоммутативности конечных вращений твердого тела [4], [8].

При малых углах β динамическая составляющая собственной скорости прецессии вокруг наружной оси кардана

$$\omega_0 = \dot{\alpha}_0 = -\frac{1}{T}\int_0^T \varphi_x \, d\varphi_z. \tag{VIII.40}$$

Численно эта составляющая равна площади, вырезаемой измерительной осью на неподвижной сфере с радиусом $R = 1$ за единицу времени. Такое геометрическое представление динамической составляющей собственной скорости прецессии является простым и наглядным.

Скорость $\dot{\varphi}_z$ равна проекции абсолютной угловой скорости движения основания на вектор кинетического момента $\overline{H}$.

Угол $(-\varphi_x)$ по физическому смыслу представляет собой абсолютный угол прецессии $\beta_{абс}$ и может быть найден по передаточной функции $\frac{\beta}{M_y}$, причем составляющая угловой скорости переносного движения основания вокруг оси прецессии u_x учитывается введением дополнительного возмущающего момента

$$M_y^*(s) = W_p(s)\,\frac{1}{s}\,u_x. \tag{VIII.41}$$

Определив $\dot{\varphi}_z$ и φ_x, можно по выражению (VIII.40) найти $\dot{\alpha}_0$. При малых гармонических колебаниях летательного аппарата вокруг оси x_1 (рис. VIII.2) с амплитудой γ_0 и круговой частотой ν имеем

$$\dot{\varphi}_z = u_z = \dot{\gamma}\cos\alpha_0 = \gamma_0\nu\cos\alpha_0\cos\nu t,$$
$$u_x = -\dot{\gamma}\sin\alpha_0 = -\gamma_0\nu\sin\alpha_0\cos\nu t.$$

Пренебрегая постоянными времени в контуре разгрузки и инерционным моментом, согласно выражениям (VIII.30), (VIII.35), (VIII.40), (VIII.41) получим

$$\left.\begin{aligned} &M_y^* = E\gamma_0 \sin\alpha \sin\nu t;\\ &W_0(s) = \frac{E}{Hs}, \quad \frac{\beta(s)}{M_y(s)} = \frac{1}{E}\cdot\frac{1}{1+\frac{H}{E}s};\\ &\varphi_x = -\beta_{абс} = -\gamma_0 \sin\alpha_0 \frac{1}{1+\frac{H^2}{E^2}\nu^2}\left(\sin\nu t - \frac{H}{E}\nu\cos\nu t\right);\\ &\dot{\alpha}_0 = \frac{1}{4}\gamma_0^2\nu^2 \frac{\frac{E}{H}}{\nu^2+\left(\frac{E}{H}\right)^2}\sin 2\alpha_0 \end{aligned}\right\} \quad \text{(VIII.42)}$$

С учетом постоянных времени и инерционных членов для динамической погрешности получим

$$\dot{\alpha}_0 = \frac{1}{4}\gamma_0^2 \sin 2\alpha_0 \operatorname{Re}[(-i\nu)W_з(i\nu)]. \quad \text{(VIII.43)}$$

Если угол крена является стационарной случайной функцией времени, то математическое ожидание α_0 определится

$$M(\dot{\alpha}_0) = \frac{1}{2}\sin 2\alpha_0 \int_0^\infty \operatorname{Re}[(-i\omega)W_з(i\omega)]\,S_\gamma(\omega)\,d\omega, \quad \text{(VIII.44)}$$

где $S_\gamma(\omega)$ — спектральная плотность угла крена.

Аналогичным образом находится динамическая составляющая собственной скорости прецессии гироскопического стабилизатора и в более сложных случаях.

Пусть задан возмущающий фактор θ, который вызывает отклонения φ_x и φ_z. Сначала определяются передаточные функции $\frac{\dot{\varphi}_x(s)}{\theta(s)}$ и $\frac{\dot{\varphi}_z(s)}{\theta(s)}$, а затем согласно выражению (VIII.40) определяется $\dot{\alpha}_0$.

Для гармонических возмущений с амплитудой θ_0 и круговой частотой ν

$$\dot{\alpha}_0 = \frac{1}{2}\theta_0^2 \operatorname{Re}\left[\frac{\varphi_x}{\theta}(j\nu)\frac{\dot{\varphi}_z}{\theta}(-j\nu)\right], \quad \text{(VIII.45)}$$

для случайных колебаний

$$\dot{\alpha}_0 = \int_0^\infty \operatorname{Re}\left[\frac{\varphi_x}{\theta}(j\omega)\frac{\dot{\varphi}_z}{\theta}(-j\omega)\right]S_\theta(\omega)\,d\omega. \quad \text{(VIII.46)}$$

В отличие от астатического гироскопа наличие разгрузочного электродвигателя в одноосном гиростабилизаторе вызывает значительные отклонения вектора $\overline{H}$ в инерциальном пространстве вокруг оси прецессии. Эти колебания имеют место как под влиянием внешних возмущений, действующих относительно оси стабилизации, так и при наличии переносной угловой скорости вокруг оси прецессии. Угловые колебания основания вокруг оси ротора приводят к возникновению больших динамических погрешностей гиростабилизатора.

Для уменьшения динамических погрешностей часто используются двухгироскопные одноосные стабилизаторы (двухроторная гирорама). Гирорама представляет собой астатический гироскоп с двумя гиромоторами, кинематически связанными зубчатыми секторами с передаточным числом $i = 1$, причем векторы кинетических моментов направлены в разные стороны (рис. VIII.10).

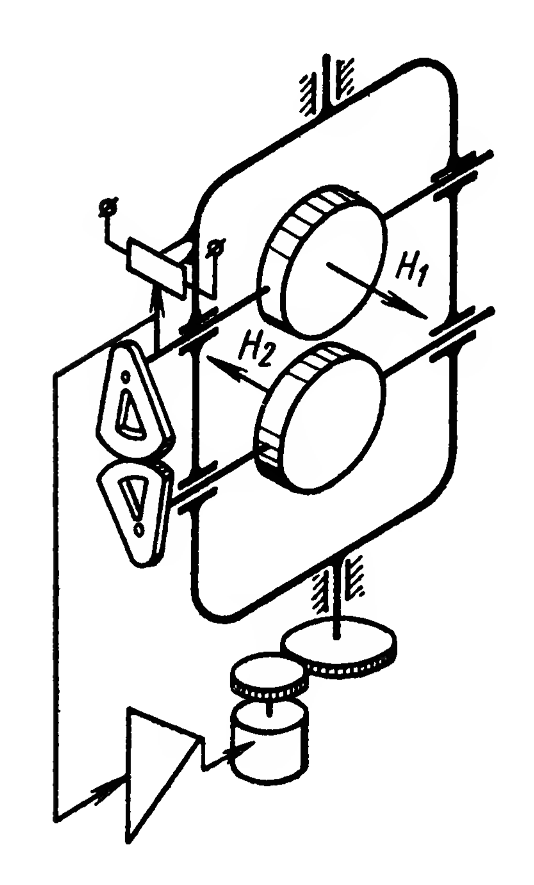


Рис. VIII.10. Двухроторная гирорама

По сравнению с одногироскопным стабилизатором такая схема имеет два существенных преимущества:

1. Меньшая динамическая составляющая собственной скорости прецессии. Нетрудно показать, что для двухгироскопной схемы измерительная ось направлена по перпендикуляру к оси прецессии и суммарному вектору $\overline{H}\Sigma = \overline{H}_1 + i\overline{H}_2$.

Если $H_1 = H_2 = H$ и $i = 1$, то измерительная ось совпадает с осью стабилизации при любых углах β. Тогда внешние моменты, действующие вокруг наружной оси кардана, не вызывают колебаний измерительной оси. Согласно кинематической теореме это приводит к снижению динамической составляющей собственной скорости прецессии.

2. Отсутствие возмущений в контуре разгрузки при переносном движении основания вокруг оси прецессии. Это объясняется уравновешиванием гироскопических моментов от обоих гиромоторов.

Недостатками двухосного стабилизатора является усложнение схемы и увеличение момента трения вокруг оси прецессии.

4. ДВУХОСНЫЕ ГИРОСКОПИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ

Платформа двухосного гиростабилизатора (рис. VIII.11) имеет две степени свободы относительно летательного аппарата, вращение же платформы вокруг оси z, перпендикулярной плоскости, заключающей оси стабилизации, происходит вместе с летательным аппаратом.

Двухосный гиростабилизатор предназначен для стабилизации платформы в заданной плоскости.

Платформа гиростабилизатора допускает большую нагрузку и применяется для стабилизации и управления радиолокационными антеннами, прицелами, аэрофотоаппаратами и др.

Гироскопы, установленные на платформе, поворачиваются вокруг осей прецессии на относительно малые углы.

При этом облегчается балансировка гироскопов вокруг осей прецессии, расширяются возможности принятия конструктивных мер для снижения моментов трения в опорах и упругих моментов от токоподводов, действующих вокруг осей прецессии и порождающих собственную скорость прецессии платформы гиростабилизатора.

На рис. VIII.11 приведена схема двухосного двухгироскопного стабилизатора.

Карданов подвес гиростабилизатора состоит из платформы *Пл*, являющейся внутренней рамкой карданова подвеса, и наружной рамки *Р*, подвешенной в корпусе в подшипниках *1* и *8*. На платформе *Пл* установлено два гироскопа $Г_1$ и $Г_2$, каждый из которых имеет две степени свободы относительно платформы *Пл*. Углы поворота кожухов гироскопов $Г_1$ и $Г_2$ относительно платформы измеряются датчиками *5* и *9*, сигналы с которых через усилительные устройства *4* и *6* поступают на электродвигатели *7* и *2* разгрузочного устройства. Для управления положением платформы служат моментные датчики *3* и *10*.

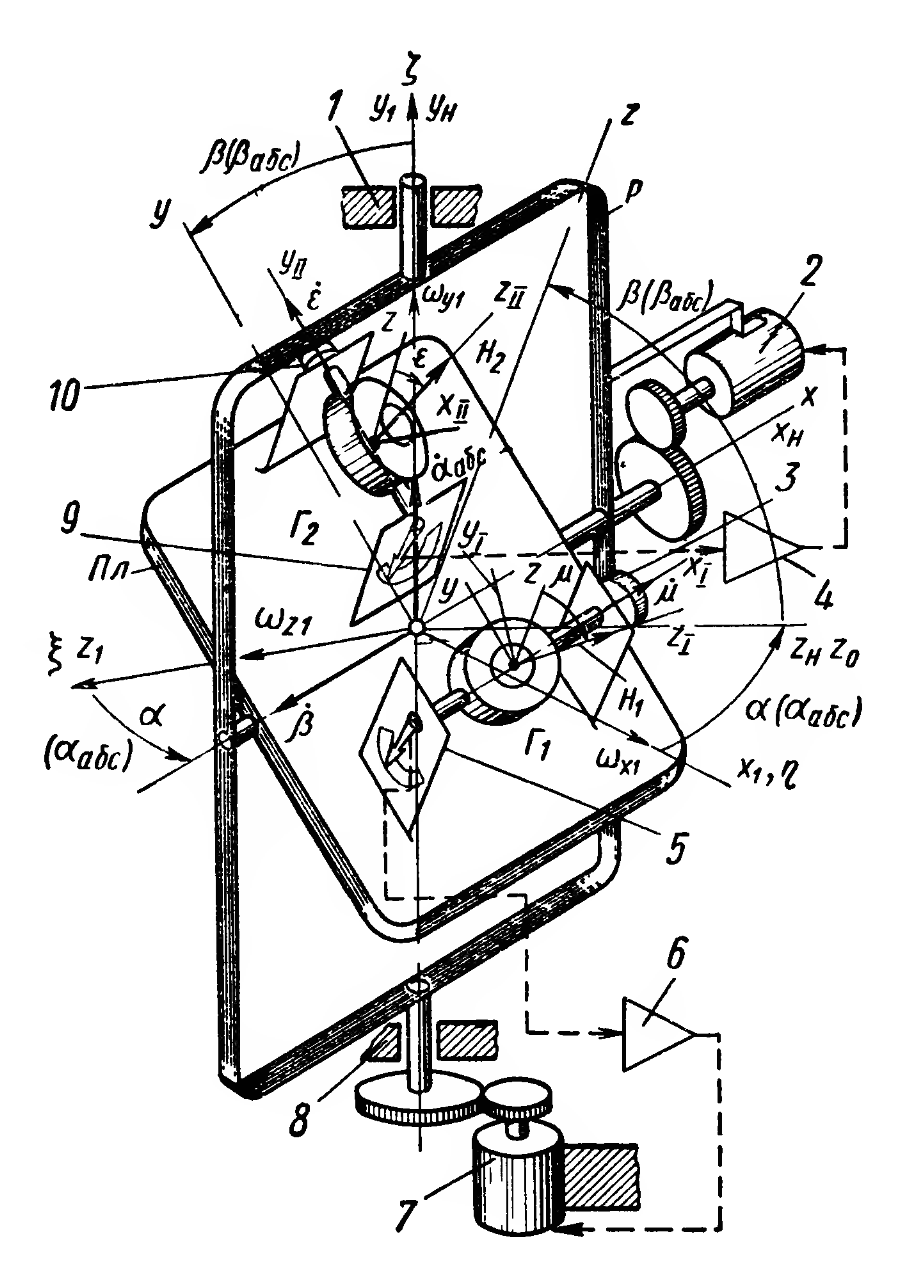


Рис. VIII.11. Схема двухосного двухроторного гиростабилизатора, оси роторов гироскопов которого параллельны стабилизируемой оси *Z*

Для получения дифференциальных уравнений движения гиростабилизатора составляют уравнения моментов, действующих вокруг осей прецессии и стабилизации гиростабилизатора.

Для осей стабилизации в первом приближении имеем

$$\left.\begin{aligned} &J_0\ddot{\alpha}_{абс} + H_1(\dot{\beta}_{абс} - \dot{\mu})\cos\mu\cos\beta_0 + \\ &+ H_2 u_{z_{пер}}\sin\varepsilon\cos\beta_0 - M^p_{y_1}(\mu) = M_{y_1}, \\ &A_1\ddot{\beta}_{абс} - H_2(\dot{\alpha}_{абс}\cos\beta_0 + \dot{\varepsilon})\cos\varepsilon - \\ &- H_1 u_{z_{пер}}\sin\mu - M^p_x(\varepsilon) = -M_x, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.47)}$$

и для осей прецессии

$$\left.\begin{aligned} &A_3(\ddot{\mu}-\ddot{\beta}_{абс})+(C_{3к}-B_3)\,u^2_{z_{пер}}\sin\mu\cos\mu+\\ &+H_1u_{z_{пер}}\sin\mu+H_1\dot{\alpha}_{абс}\cos\beta_0\cos\mu+\\ &+D_\mu\dot{\mu}-M^{упр}_{x_{\rm I}}=0,\\ &A_4(\ddot{\varepsilon}+\ddot{\alpha}_{абс}\cos\beta_0)-(C_{4к}-B_4)\,u^2_{z_{пер}}\sin\varepsilon\cos\varepsilon-\\ &-H_2u_{z_{пер}}\sin\varepsilon-H_2\dot{\beta}_{абс}\cos\varepsilon-D_\varepsilon\dot{\varepsilon}+M^{упр}_{y_{\rm II}}=0, \end{aligned}\right\}\quad(\text{VIII.48})$$

где $\alpha_{абс}$, $\beta_{абс}$ — углы поворота платформы вокруг осей y_1 и x;

$\dot{\mu}$, $\dot{\varepsilon}$ — относительные угловые скорости поворота гироскопов $Г_1$ и $Г_2$ (относительно платформы $Пл.$) вокруг осей прецессии $x_{\rm I}$ и $y_{\rm II}$;

$J_0 = A_2 + B_1\cos^2\beta_0 + C_1\sin^2\beta_0$ — момент инерции гиростабилизатора относительно оси y_1;

A_2 — момент инерции наружной рамки карданова подвеса относительно оси y_1;

B_1, C_1 и A_1 — моменты инерции платформы относительно осей y, z и x вместе с гироскопами $Г_1$ и $Г_2$;

A_3 и A_4 — моменты инерции гироскопов $Г_1$ и $Г_2$ относительно осей их прецессии;

$C_{3к}$, $C_{4к}$, B_3 и B_4 — моменты инерции кожухов гироскопов $Г_1$ и $Г_2$ относительно осей вращения роторов и относительно экваториальных осей, перпендикулярных осям прецессии гироскопов;

D_μ и D_ε — коэффициенты моментов, пропорциональных угловым скоростям $\dot{\mu}$ и $\dot{\varepsilon}$;

$M^{упр}_{x_{\rm I}}$, $M^{упр}_{y_{\rm II}}$ — управляющие моменты;

$M^p_x(\varepsilon)\,M^p_{y_1}(\mu)$ — моменты, развиваемые электродвигателями разгрузочных устройств.

Свободное движение гиростабилизатора с выключенным разгрузочным устройством определяется уравнениями

$$\left.\begin{aligned} &\dddot{\alpha}_{абс}+\frac{D_\mu}{A_3}\ddot{\alpha}_{абс}+\frac{H_1^2\cos^2\beta_0}{A_3J_0}\dot{\alpha}_{абс}=0;\\ &\dddot{\beta}_{абс}+\frac{D_\varepsilon}{A_4}\ddot{\beta}_{абс}+\frac{H_2^2}{A_3A_1}\dot{\beta}_{абс}=0. \end{aligned}\right\}\quad(\text{VIII.49})$$

Каждый канал гиростабилизатора представляет собой колебательное звено с собственными (нутационными) частотами незатухающих колебаний

$$\left.\begin{aligned} n_1 &= \frac{H_1 \cos \beta_0}{\sqrt{A_3 J_0}}; \\ n_2 &= \frac{H}{\sqrt{A_4 A_1}}, \end{aligned}\right\} \quad \text{(VIII.50)}$$

и относительным коэффициентом демпфирования

$$\left.\begin{aligned} \xi_1 &= \frac{D_\mu}{H_1 \cos \beta_0} \sqrt{\frac{J_0}{A_3}}, \\ \xi_2 &= \frac{D_\varepsilon}{H_2} \sqrt{\frac{A_1}{A_4}}. \end{aligned}\right\} \quad \text{(VIII.51)}$$

Реакция двухосного гиростабилизатора на возмущающие моменты, действующие вокруг осей его прецессии и стабилизации, определяется подобно тому, как это показано в разделе одноосных гиростабилизаторов.

Основными возмущающими моментами, действующими вокруг осей стабилизации, являются:

а) моменты трения, возникающие в опорах осей карданова подвеса гиростабилизатора;

б) моменты «тяжения» токоподводов;

в) инерционные моменты, возникающие при движении «обкатки» и при карданном повороте рамок карданова подвеса, порождаемые вращением с ускорением роторов электродвигателей разгрузки;

г) инерционные моменты платформы и рамок карданова подвеса, возникающие при поворотах корпуса гиростабилизатора вследствие геометрической погрешности кардана;

л) инерционные моменты, возникающие при статической несбалансированности элементов гиростабилизаторов в неустановившемся режиме полета.

Моменты внешних сил, действующие вокруг осей его стабилизации, порождают вынужденное движение гиростабилизатора.

Моменты внешних сил, действующие вокруг осей карданова подвеса гиростабилизатора, представляют собой сумму моментов двух видов: моментов M_p, развиваемых разгрузочными устройствами, и моментов $M_в$ внешних сил, величина которых зависит от условий эксплуатации гиростабилизатора.

При этом $M_x^в = M_x^p + M_x$, $M_{y_1}^в = M_{y_1}^p + M_{y_2}$,
где $M_x = M_x(u_x, u_z, n)$, $M_{xp} = M_x^p(\varepsilon)$, $M_{y_1} = M_{y_1}^p(\mu)$, $M_{y_1} = M_{y_1}(u_{y_1}, u_z, n)$,

n — перегрузка, возникающая в полете.

Вид функции, определяющей разгрузочные моменты $M_x^p(\varepsilon)$ и $M_y^p(\mu)$, выбирается, как показано в § 3 настоящей главы, а вид функции $M_x(u_{x_1}, u_z, n)$ и $M_{y_1}(u_{y_1}, u_z, n)$ зависит от конструкции гиростабилизатора и условий его эксплуатации.

Если возмущающие моменты $M_x (u_x, u_z, n)$ и $M_{y_1} (u_{y_1}, u_{y_1}, n)$ определены, то реакция отдельных каналов гиростабилизатора определяется так же, как в случае одноосного гиростабилизатора.

Составляющие собственной скорости прецессии ω_0, ω_1, ω_2, вызванные действием вредных моментов вокруг осей прецессии, определяются для каждого канала стабилизации раздельно таким же образом, как и в случае одноосного стабилизатора. Для их уменьшения применяются различные конструктивные меры (гидростатическая разгрузка опор, применение трехколечных шарикоподшипников, создание равножестких гиромоторов со стабильным положением центра тяжести и т. д.).

Динамическую составляющую собственной скорости прецессии для каждого канала можно определить с помощью кинематической теоремы, зная абсолютный угол прецессии и угловую скорость поворота вокруг оси ротора. Для рассматриваемой схемы двухосного стабилизатора при малых μ_0 и ε_0 значение абсолютного угла прецессии определяется возмущающими моментами относительно оси стабилизации и структурой контура разгрузки, а скорость поворота вдоль оси ротора равна переносной угловой скорости вдоль оси z платформы. Наличие значительной переносной угловой скорости вокруг осей роторов вызывает большие динамические погрешности. В каждом канале их величину определяют по формулам (VIII.45), (VIII.46).

Для уменьшения динамической составляющей собственной скорости прецессии следует уменьшить переносную угловую скорость вдоль осей роторов гиромоторов. С этой целью можно использовать схему двухосного гиростабилизатора, в которой векторы кинетических моментов гироскопов лежат в стабилизированной плоскости платформы. В этом случае оси прецессии гироскопов параллельны стабилизированной оси z платформы.

Недостатком такой схемы является наличие возмущений в контуре разгрузки при переносном движении вокруг оси z платформы.

Снижение погрешностей гиростабилизатора, представленного на рис. VIII.11, может быть получено в случае применения четырехгироскопного гиростабилизатора.

Рабочий угол α_0 наружной оси кардана двухосного гиростабилизатора принципиально не ограничен. Угол поворота по внутренней оси кардана β_0 обычно не превышает 45°—60°, так как с увеличением угла β_0 снижается нутационная частота и возрастает пропорционально $\operatorname{tg} \beta_0$ инерционный момент от платформы и рамы кардана, возникающий при угловых ускорениях вокруг оси, перпендикулярной плоскости наружной рамы [8].

5. ТРЕХОСНЫЕ, ИЛИ ПРОСТРАНСТВЕННЫЕ, ГИРОСКОПИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ

Трехосные гиростабилизаторы служат для угловой стабилизации различных устройств в пространстве. Трехосные гиростабилизаторы строятся с использованием принципа силовой гироскопи-

ческой стабилизации и индикаторно-силовой (индикаторной) стабилизации.

Трехосные гиростабилизаторы применяют в качестве центральных чувствительных устройств автопилотов курса, крена и тангажа летательного аппарата, в системах инерциальной навигации и для стабилизации антенн головок самонаведения.

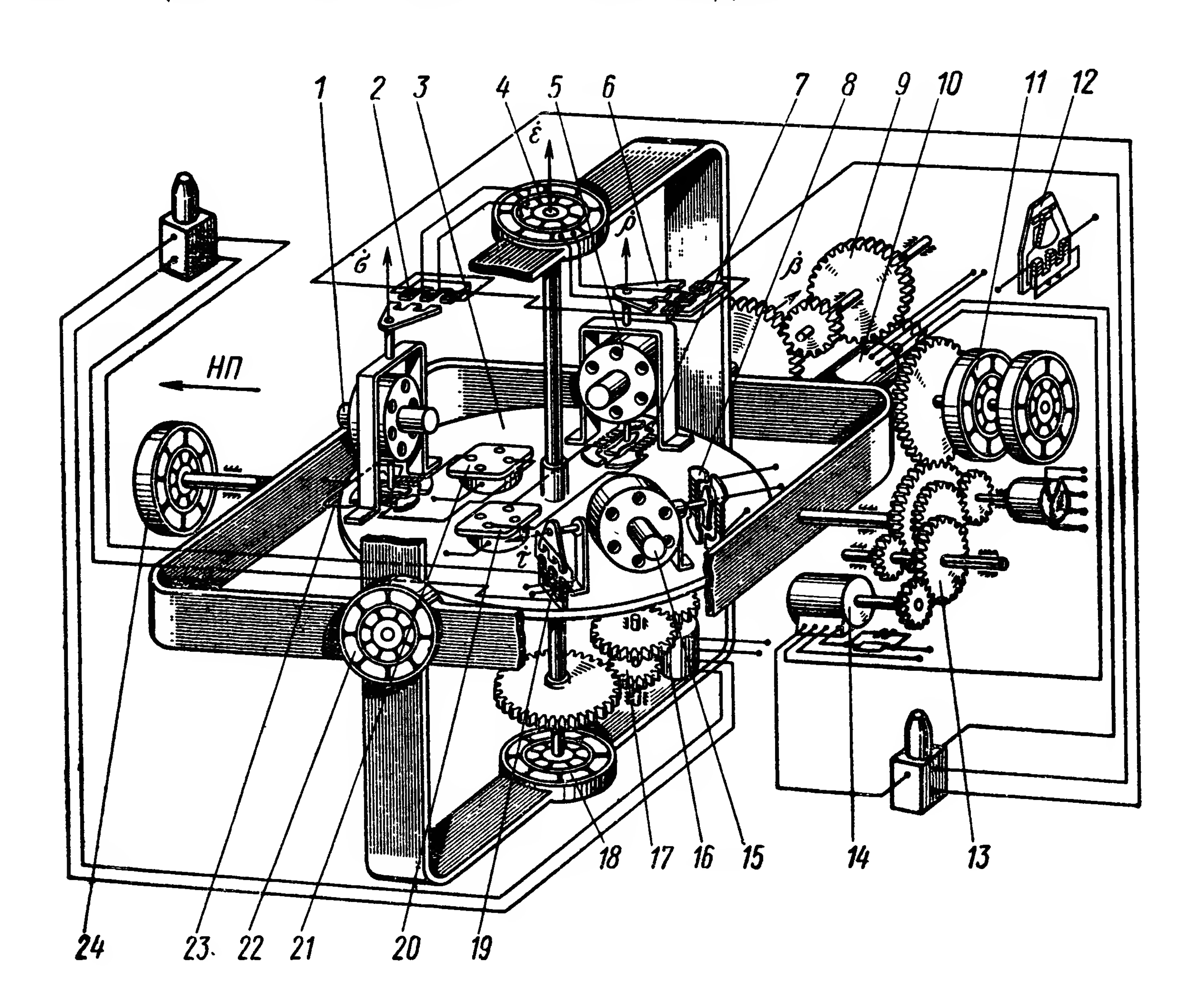


Рис. VIII.12. Кинематическая схема датчика углов курса, крена и тангажа автопилота:

1 — гироскоп; *2* — индуктивный датчик; *3* — платформа; *4* — преобразователь координат; *5* — гироскоп; *6* — индуктивный датчик; *7*, *8* — корректирующие моментные датчики; *9* — редуктор; *10* — разгрузочный двигатель; *11* — виражный механизм; *12* — виражный маятник; *13* — редуктор; *14* — разгрузочный двигатель; *15* — гироскоп; *16* — разгрузочный двигатель; *17* — редуктор; *18* — сельсин-датчик; *19* — индуктивный датчик; *20*, *21* — жидкостные переключатели; *22* — сельсин-датчик; *23* — корректирующий моментный датчик; *24* — сельсин-датчик

Пространственный гиростабилизатор по сравнению с двухосным гиростабилизатором отличается тем, что его платформа имеет полную свободу вращения (три степени свободы) относительно корпуса прибора. Углы поворота платформы вокруг осей внутренней и наружной рамок карданова подвеса не ограничены, угол же поворота платформы вокруг средней оси в силу тех же факторов, которые имеют место и в двухосном гиростабилизаторе, обычно не превышает 45°—60°.

Силовой гиростабилизатор. Схема силового пространственного гироскопического стабилизатора, являющегося центральным дат-

чиком курса и вертикали автопилота, показана на рис. VIII.12. Основной частью прибора является платформа *3*, установленная в кардановом подвесе, с гироскопами, корректирующими устройствами и датчиками углов. Платформа *3* служит основанием для трех гироскопов *1*, *5*, *15*, имеющих относительно платформы две степени свободы. На прецессионных осях каждого из гироскопов установлены корректирующие моментные датчики *7*, *8*, *23* и индуктивные датчики *2*, *6* и *19* углов поворота гироскопов относительно платформы. На платформе также установлены жидкостные маятниковые переключатели *20* и *21*, корректирующие положение платформы по отношению к плоскости горизонта.

Гироскопический стабилизатор, показанный на рис. VIII.12 позволяет с помощью датчиков *18*, *22* и *24* определить углы курса, крена и тангажа самолета без карданной погрешности.

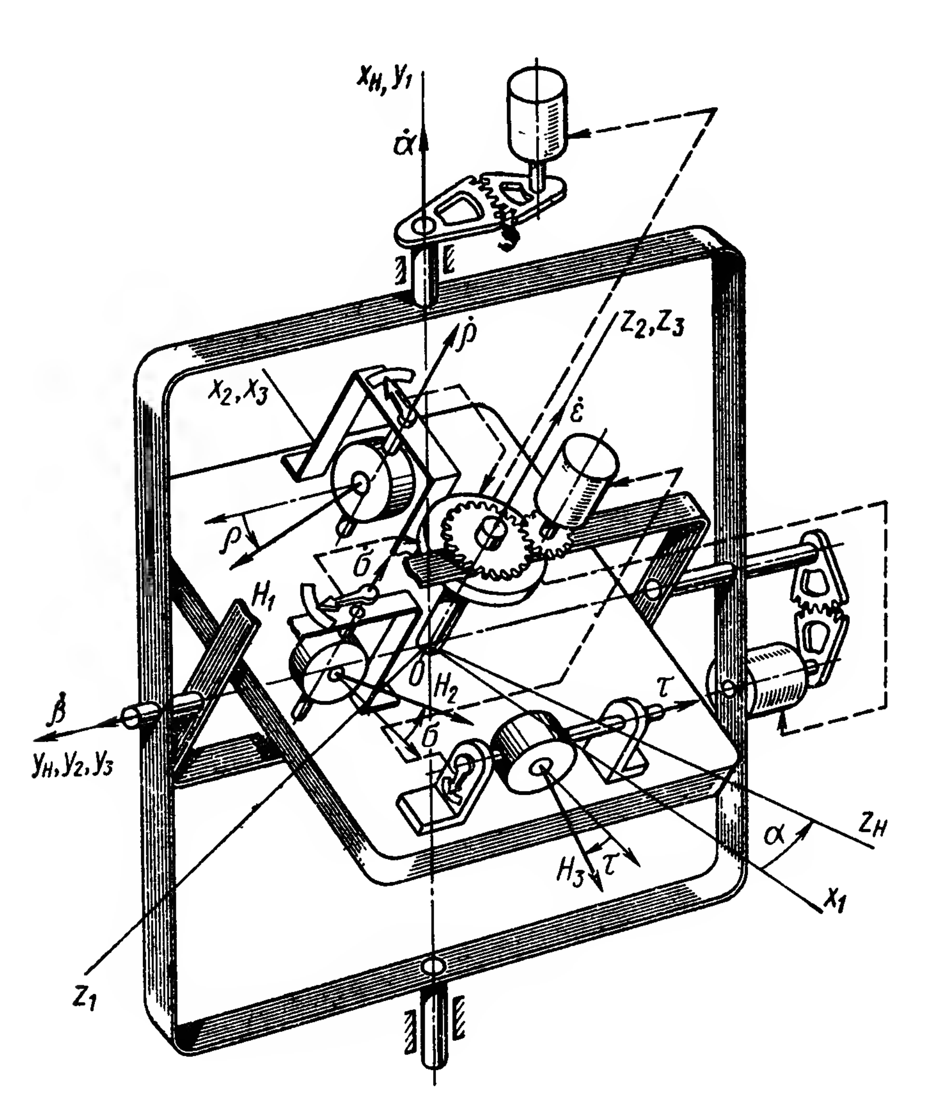


Рис. VIII.13. Принципиальная схема трехосного гиростабилизатора

Для составления уравнений движения гиростабилизатора (некорректируемого маятником-корректором) воспользуемся рис. VIII.13, где показаны соответствующие оси координат, определяющие положение платформы гиростабилизатора и самолета в пространстве. Начало O связанной системы координат $x_1y_1z_1$ поместим в центре тяжести ЛА.

При этом будем считать, что абсолютная угловая скорость поворота трехгранника $x_1y_1z_1$ в пространстве равна $\dot{\gamma}$ и направлена по оси x_1.

Для определения положения элементов гиростабилизатора введем следующие системы координат:

1. Систему координат $x_н$, $y_н$, $z_н$, связанную с наружной рамой карданова подвеса, ориентированную таким образом, что направление оси $x_н$ совпадает с направлением оси наружной рамки карданова подвеса, оси $y_н$ с осью внутренней рамки, ось $z_н$ перпендикулярна первым двум и образует с ними правый трехгранник.

2. Системы координат $x_2y_2z_2$ и $x_3y_3z_3$, связанные с внутренней рамкой карданова подвеса и платформой, в начальном положении совпадающие с осями $x_1y_1z_1$.

Положение платформы относительно корпуса ЛА определяем углами α, β и ε ее поворота относительно осей $y_1 y_н$ и z_2 соответственно.

На платформе гиростабилизатора (рис. VIII.13) установлено три гироскопа с двумя степенями свободы с кинетическими моментами H_1, H_2 и H_3, стабилизирующими платформу относительно осей x_3, y_3 и z_3.

Углы поворота гироскопов с кинетическими моментами H_1, H_2, H_3 вокруг осей прецессии обозначим через ρ, σ и τ.

Моменты инерции рамки карданова подвеса стабилизатора относительно осей $x_н$, $y_н$ и $z_н$ обозначим через A_2, B_2 и C_2, моменты инерции внутренней рамки карданова подвеса относительно осей x_2, y_2 и z_2 через B_1, A_1 и C_1, а моменты инерции платформы относительно осей x_3, y_3, z_3 через A, B и C соответственно. Моменты инерции гироскопов относительно осей прецессии обозначим через A_3, A_4, A_5. Проекции абсолютной угловой скорости поворота платформы на оси x_3, y_3 и z_3 обозначим через ω_{x3}, ω_{y3}, ω_{z3}.

Полагаем, что моменты внешних сил, действующие вокруг осей карданова подвеса, имеют следующие значения:

$$M_{x_н} = -D_\alpha \dot{\alpha} + J'_\alpha \ddot{\alpha} + M_{\alpha p} + M_{x_н}^{н.б};$$

$$M_{y_2} = -D_\beta \dot{\beta} + M_{\beta p} + M_{y_2}^{н.б} + J_\beta \omega_{yн} - J'_\beta (\dot{\omega}_{x_3} \sin\varepsilon + \dot{\omega}_{y_2} \cos\varepsilon);$$

$$M_{z_3} = -D_\varepsilon \dot{\varepsilon} + M_{\varepsilon p} + M_{z_3}^{н.б} + J_\varepsilon \dot{\omega}_{z_2} - J'_\varepsilon \dot{\omega}_{z_3};$$

где D_α, D_β, D_ε — удельные моменты демпфирования, действующие вокруг осей карданова подвеса гиростабилизатора;

J'_β, J'_ε и J'_α — моменты инерции ротора разгрузочного электродвигателя, определяемые относительно осей карданова подвеса гиростабилизатора (для абсолютного поворота платформы);

J_β и J_ε — моменты инерции ротора разгрузочного электродвигателя, определяемые относительно осей карданова подвеса (для переносного поворота основания);

$M_{x_н}^{н.б}$, $M_{y_2}^{н.б}$ и $M_{z_3}^{н.б}$ — инерционные моменты, возникающие в результате несбалансированности платформы.

Сигналы ρ и σ, снимаемые с датчиков углов прецессии гироскопов H_1 и H_2, после прохождения координатного преобразователя поступают на разгрузочные электродвигатели осей стабилизации.

Уравнения моментов, действующих относительно осей стабилизации, будут

$$\left.\begin{aligned}
&(A_2+J_\alpha)\left(\frac{\dot\omega_{x_3}\cos\varepsilon_0-\dot\omega_{y_3}\sin\varepsilon_0}{\cos\beta_0}\right)+B_1(\dot\omega_{x_3}\cos\varepsilon_0-\\
&-\omega_{y_3}\sin\varepsilon_0)\cos\beta_0+A\dot\omega_{x_3}\cos\beta_0\cos\varepsilon_0-B\dot\omega_{y_3}\cos\beta_0\times\\
&\times\sin\varepsilon_0+(C+J_\varepsilon)(\dot\omega_{x_3}\cos\varepsilon_0-\dot\omega_{y_3}\sin\varepsilon_0)\operatorname{tg}\beta_0\sin\beta_0+\\
&+D_\alpha\left(\frac{\omega_{x_3}\cos\varepsilon_0-\omega_{y_3}\sin\varepsilon_0}{\cos\beta_0}\right)+D_\varepsilon(\omega_{x_3}\cos\varepsilon_0-\omega_{y_3}\sin\varepsilon_0)\times\\
&\times\operatorname{tg}\beta_0\sin\beta_0-H_1\dot\rho\cos\beta_0\cos\varepsilon_0+H_2\dot\sigma\cos\beta_0\sin\varepsilon_0-\\
&-E_\alpha(\rho\cos\varepsilon_0-\sigma\sin\varepsilon_0)=-(A_2+C_1)\ddot\gamma\cos\alpha_0\operatorname{tg}\beta_0-\\
&-(J_\alpha'+J_\varepsilon)\ddot\gamma\cos\alpha_0\operatorname{tg}\beta_0-(D_\alpha+D_\varepsilon)\dot\gamma\cos\alpha_0\operatorname{tg}\beta_0-\\
&-E_\varepsilon\tau\sin\beta_0+M_{x_н}^{н.б}-M_{z_3}^{н.б}\sin\beta_0;\\
&(A_1+J_\beta)(\dot\omega_{x_3}\sin\varepsilon_0+\dot\omega_{y_3}\cos\varepsilon_0)+A\dot\omega_{x_3}\sin\varepsilon_0+\\
&+B\dot\omega_{y_3}\cos\varepsilon_0+D_\beta(\omega_{x_3}\sin\varepsilon_0+\omega_{y_3}\cos\varepsilon_0)-\\
&-H_1\dot\rho\sin\varepsilon_0-H_2\dot\sigma\cos\varepsilon_0-E_\beta(\rho\sin\varepsilon_0+\sigma\cos\varepsilon_0)=\\
&=J_\beta\ddot\gamma\sin\alpha_0+D_\beta\dot\gamma\sin\alpha_0+M_{y_2}^{н.б};\\
&(C+J_\varepsilon)\dot\omega_{z_3}+D_\varepsilon\omega_{z_3}-H_3\dot\tau-E_\varepsilon\tau=J_\varepsilon\frac{\cos\alpha_0}{\cos\beta_0}\ddot\gamma+\\
&+D_\varepsilon\frac{\cos\alpha_0}{\cos\beta_0}\dot\gamma+M_z^{н.б}.
\end{aligned}\right\}\quad(\text{VIII.52})$$

Уравнения моментов, действующих относительно осей прецессии, будут иметь вид:

$$\left.\begin{aligned}
&A_3\ddot\rho+H_1\omega_{x_3}\cos\rho+H_1\omega_{y_3}\sin\rho=M_\rho^{упр};\\
&A_4\ddot\sigma+H_2\omega_{y_3}\cos\sigma-H_2\omega_{x_3}\sin\sigma=M_\sigma^{упр};\\
&A_5\ddot\tau+H_3\omega_{z_3}\cos\tau+H_3\omega_{x_3}\sin\tau=M_\tau^{упр},
\end{aligned}\right\}\quad(\text{VIII.53})$$

где $M_\rho^{упр}$, $M_\sigma^{упр}$, $M_\tau^{упр}$ — управляющие моменты.

Дифференциальные уравнения (VIII.52) и (VIII.53) представляют собой замкнутую систему, описывающую в первом приближении движение гиростабилизатора, установленного на летательном аппарате.

Свободное движение гиростабилизатора без разгрузочного устройства при условии, что $A=B$, $E_\alpha=E_\beta=E_\varepsilon=0$, $A_3=A_4=A_5=A_0$, $H_1=H_2=H_3=H$ определяется дифференциальными уравнениями

$$
\left.
\begin{aligned}
&[A_2+J_\alpha+B_1\cos^2\beta_0+A\cos^2\beta_0+\\
&+(C_1+J_\varepsilon)\sin^2\beta_0]\dddot{\alpha}_{абс}+\\
&+(D_\alpha+D_\varepsilon\sin^2\beta_0]\ddot{\alpha}_{абс}+\frac{H^2}{A_0}\cos^2\beta_0\dot{\alpha}_{абс}=0;\\
&(A_1+J_\beta+A)\dddot{\beta}_{абс}+D_\beta\ddot{\beta}_{абс}+\frac{H^2}{A_0}\dot{\beta}_{абс}=0;\\
&(C+J_\varepsilon)\dddot{\varepsilon}_{абс}+D_\varepsilon\ddot{\varepsilon}_{абс}+\frac{H^2}{A_0}\dot{\varepsilon}_{абс}=0,
\end{aligned}
\right\}
\quad (VIII.54)
$$

где $\dot{\alpha}_{абс}=\dfrac{\omega_{x_3}\cos\varepsilon_0-\omega_{y_3}\sin\varepsilon_0}{\cos\beta_0}$,

$\dot{\beta}_{абс}=\omega_{x_3}\sin\varepsilon_0+\omega_{y_3}\cos\varepsilon_0$,

$\dot{\varepsilon}_{абс}=\omega_{z_3}$,

$\dot{\alpha}_{абс}$, $\dot{\beta}_{абс}$, $\dot{\varepsilon}_{абс}$ — составляющие абсолютной угловой скорости поворота платформы гиростабилизатора вокруг оси наружной рамки карданова подвеса, внутренней оси и оси вращения платформы.

Частота нутационных колебаний платформы относительно осей его кардана

$$
\left.
\begin{aligned}
&n_{н.н}=\frac{H\cos\beta_0}{\sqrt{[A_2+J_\alpha+(B_1+A)\cos^2\beta_0+(C_1+J_\varepsilon)\sin^2\beta_0]\,A_0}};\\
&n_{н.в}=\frac{H}{\sqrt{(B_1+J_\beta+A)\,A_0}};\quad n_{н.пл}=\frac{H}{\sqrt{(C+J_\varepsilon)\,A_0}}.
\end{aligned}
\right\}
\quad (VIII.55)
$$

В связи с тем, что отдельные каналы двухосных и трехосных гиростабилизаторов в первом приближении могут быть представлены как изолированные друг от друга одноосные гиростабилизаторы, многие причины возникновения возмущающих моментов, порождающих погрешности у отдельно взятого одноосного гиростабилизатора, остаются теми же для двухосных и трехосных гиростабилизаторов.

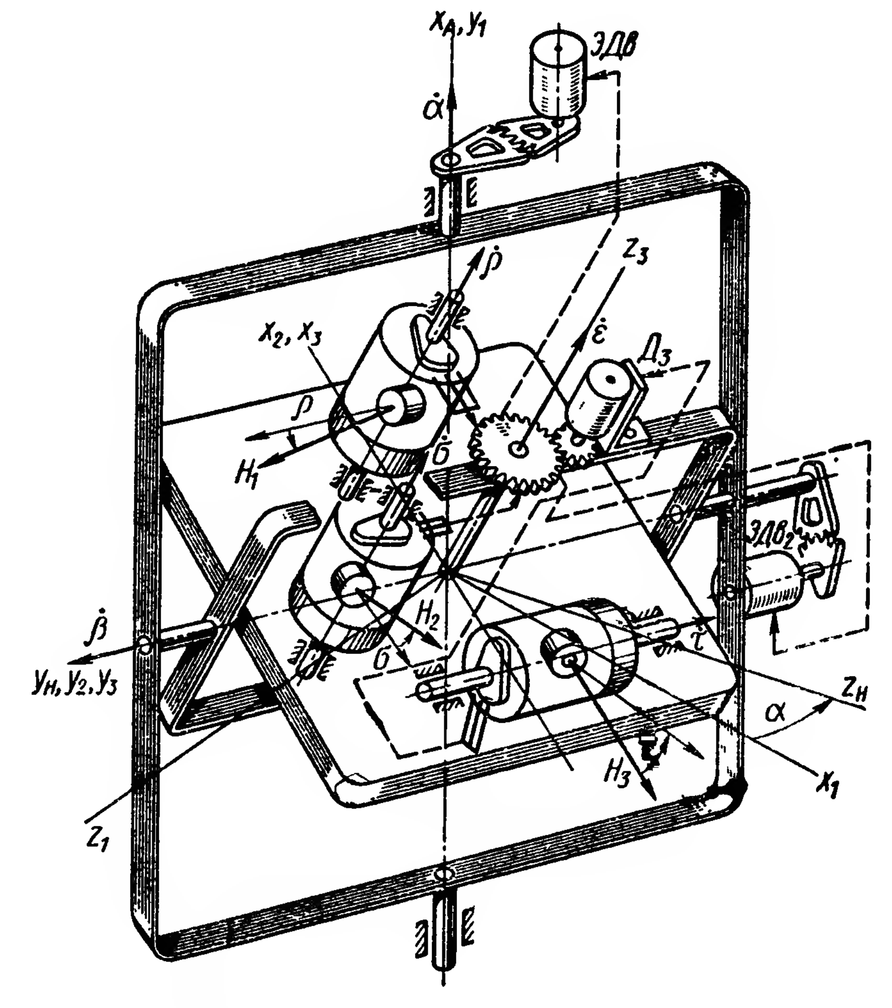


Рис. VIII.14. Схема индикаторного силового гиростабилизатора

В частности, учет угловой жесткости гироскопов путем введения приведенных моментов инерции, выбор корректирующих звеньев для обеспечения устойчивости системы, определение составляющих собственной скорости прецессии ω_0, ω_1, ω_2 для каждого отдельного канала трех-

осного гиростабилизатора выполняются так же, как и для одноосного стабилизатора.

Динамические составляющие собственной скорости прецессии трехосного гиростабилизатора значительно меньше, чем у одноосного или двухосного, так как переносная угловая скорость вокруг ротора любого гироскопа мала вследствие стабилизации платформы в инерциальном пространстве по всем трем координатам. Для определения динамической погрешности могут быть использованы соотношения (VIII.45), (VIII.46).

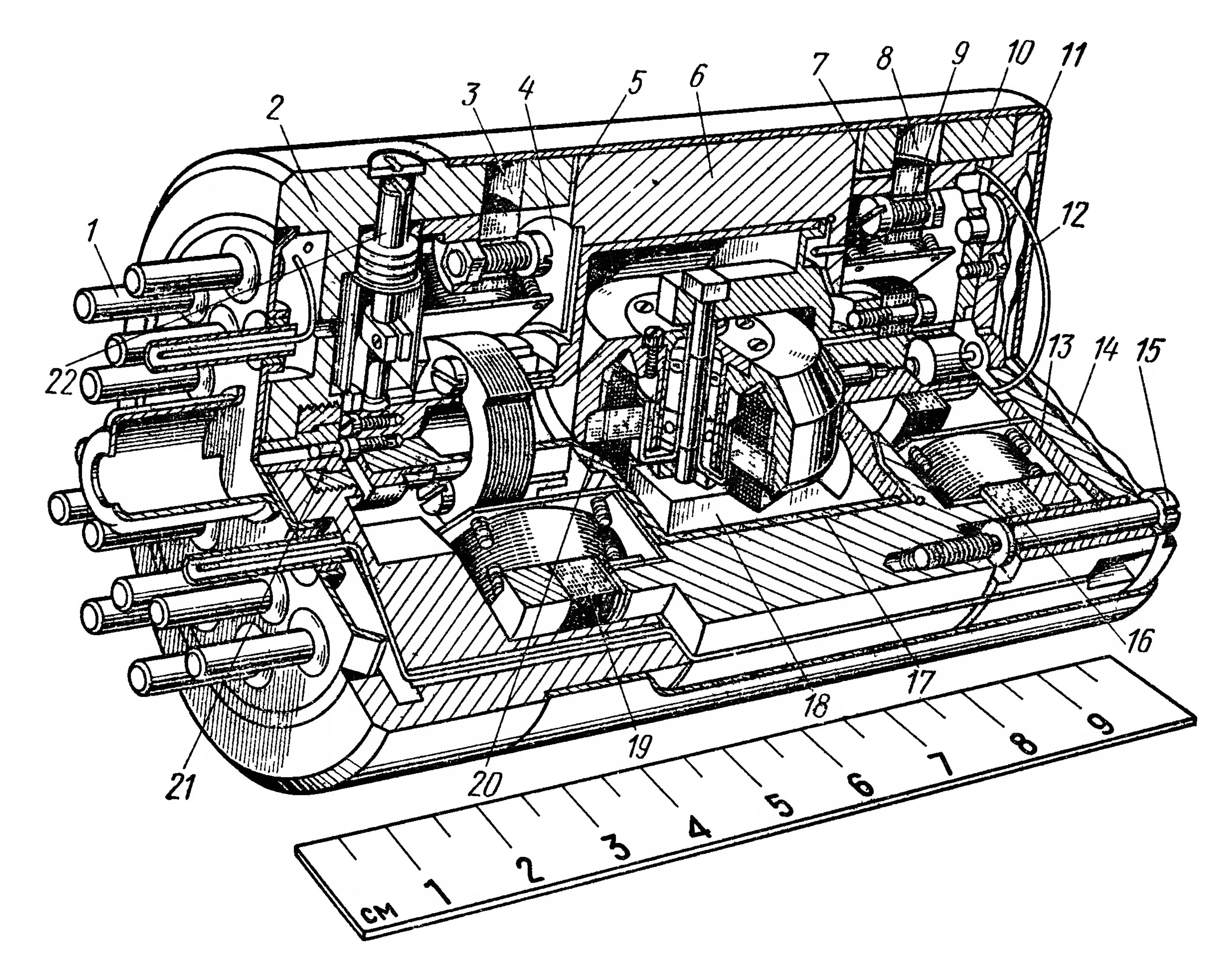


Рис. VIII.15. Разрез поплавкового интегрирующего гироскопа:

1 — штепсельный разъем; *2*, *6* и *10* — детали корпуса; *3* и *8* — отверстия для регулировки положения статоров датчиков сигнала и момента; *4* — экран, *5* и *7* — фланцы для крепления датчиков; *11* — крышка; *12* — ленточный токоподвод; *13* — шайба с токоподводами; *14* — мембранная коробка; *15* — винты, *16* — статор датчика момента; *17* — поплавок; *18* — рамка гиромотора; *19* — статор датчика сигналов, *20* — гиромотор, *21* — ось поплавка и камень; *22* — устройство для балансировки поплавка

Важным видом возмущений, действующих на платформу гиростабилизатора и порождающих динамические его погрешности, являются моменты внешних сил, возникающие при угловых колебаниях ЛА [8].

Индикаторно-силовой стабилизатор. На рис. VIII.14 показан индикаторно-силовой гироскопический стабилизатор, иногда называемый просто индикаторным гиростабилизатором.

В индикаторно-силовом гиростабилизаторе в качестве чувствительных элементов, определяющих положение его платформы в пространстве, применяют интегрирующие гироскопы или аста-

тические гироскопы — измерители угла поворота платформы, демпфирующие гироскопы — измерители угловой скорости поворота платформы.

Рассмотрим особенности формирования схемы пространственного гироскопического стабилизатора с поплавковыми гироскопами (рис. VIII.15). Внешне схема такого пространственного гиростабилизатора почти не отличается от схемы силового пространственного гироскопического стабилизатора, приведенной на рис. VIII.13. Основное отличие схем рис. VIII.12 и VIII.13 от схемы рис. VIII.14 заключается в том, что поплавок интегрирующего гироскопа взвешен на платформе с помощью вязкой жидкости, заполняющей зазор между поплавком и корпусом гироскопа.

Термин «индикаторный гиростабилизатор» здесь применяется в связи с тем, что поплавковые гироскопические датчики работают в так называемом индикаторном режиме, т. е. лишь измеряют углы поворота платформы гиростабилизатора в пространстве, и гироскопические моменты, развиваемые поплавковыми гироскопами, практически не участвуют в процессе подавления моментов внешних сил, действующих на платформу гиростабилизатора.

Дифференциальные уравнения движения пространственного гироскопического стабилизатора с поплавковыми гироскопами имеют вид

$$\left.\begin{aligned}
&[A_2+J_\alpha+B_1\cos^2\beta_0+(C_1+J_\varepsilon)\sin^2\beta_0+\\
&+A\cos^2\beta_0]\,\ddot{\alpha}_{абс}+(D_\alpha+D_\varepsilon\sin^2\beta_0)\,\dot{\alpha}_{абс}-\\
&-H\dot{\rho}\cos\varepsilon_0\cos\beta_0+H\dot{\sigma}\sin\varepsilon_0\cos\beta_0=\\
&=-(A_2+C_1)\,\ddot{\gamma}\cos\alpha_0\operatorname{tg}\beta_0-(J_\alpha+\\
&+J_\varepsilon)\,\ddot{\gamma}\cos\alpha_0\operatorname{tg}\beta_0-(D_\alpha+D_\varepsilon)\,\dot{\gamma}\cos\alpha_0\operatorname{tg}\beta_0+\\
&+M_\alpha-M_\varepsilon\sin\beta_0+M_{x_н}^{н.б}-M_{z_3}^{н.б}\sin\beta_0;\\
&(A_1+A+J_\beta)\,\ddot{\beta}_{абс}+D_\beta\dot{\beta}_{абс}-H\dot{\rho}\sin\varepsilon_0-H\dot{\sigma}\cos\varepsilon_0=\\
&=J_\beta\ddot{\gamma}\sin\alpha_0+D_\beta\dot{\gamma}\sin\alpha_0+M_\beta+M_{y_2}^{н.б};\\
&(C+J_\varepsilon)\,\ddot{\varepsilon}_{абс}+D_\varepsilon\dot{\varepsilon}_{абс}-H\dot{\tau}=\\
&=J_\varepsilon\ddot{\gamma}\frac{\cos\alpha_0}{\cos\beta_0}+D_\varepsilon\dot{\gamma}\frac{\cos\alpha_0}{\cos\beta_0}+M_\varepsilon+M_{z_3}^{н.б},
\end{aligned}\right\}\qquad\text{(VIII.56)}$$

где $M_\alpha = n_1 I_1$; $M_\beta = n_2 I_2$; $M_\varepsilon = n_3 I_3$;

I_1, I_2, I_3 — величина тока в управляющих обмотках разгрузочных электродвигателей;

n_1, n_2, n_3 — крутизна соответствующих характеристик электродвигателей.

Ток, протекающий в управляющей обмотке электродвигателя, поступает с выходного каскада усилителя. Дифференциальные урав-

нения, определяющие изменение тока на выходе усилителя, принимаем в виде:

$$\left.\begin{aligned} T_1\dot{I}_1+I_1&=n_1'u_1;\\ T_2\dot{I}_2+I_2&=n_2'u_2;\\ T_3\dot{I}_3+I_3&=n_3'u_3, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.57)}$$

где T_1, T_2, T_3 — постоянные времени соответствующих усилителей.

Формирование сигналов u_1, u_2, u_3 соответствует выражениям:

$$\left.\begin{aligned} \tilde{U}_1&=W^*_{\alpha p}(s)(\rho\cos\varepsilon_0-\sigma\sin\varepsilon_0);\\ \tilde{U}_2&=W^*_{\beta p}(s)(\rho\sin\varepsilon_0+\sigma\cos\varepsilon_0);\\ \tilde{U}_3&=W^*_{\varepsilon p}(s)\,\tau, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.58)}$$

где $W^*_\alpha(s)$ или $W^*_\beta(s)$, $W^*_\varepsilon(s)$ — передаточная функция в контуре разгрузки канала α (β, ε).

Для простейшей пропорциональной характеристики разгрузочного устройства при отсутствии коррекции:

$$W^*_{\alpha p}(s)=E_\alpha;\quad W^*_{\beta p}(s)=E_\beta;\quad W^*_{\varepsilon p}(s)=E_\varepsilon,$$

движение интегрирующих гироскопов описывается уравнениями:

$$\left.\begin{aligned} A_3\ddot{\rho}+D_\rho\dot{\rho}&=-H_1\omega_{x_3}\cos\rho-H_1\omega_{y_3}\sin\rho+M_\rho-A_3\dot{\omega}_{z_3};\\ A_4\ddot{\sigma}+D_\sigma\dot{\sigma}&=-H_2\omega_{y_3}\cos\sigma+H_2\omega_{x_3}\sin\sigma+M_\sigma-A_4\dot{\omega}_{z_3};\\ A_5\ddot{\tau}+D_\tau\dot{\tau}&=-H_3\omega_{z_3}\cos\tau-H_3\omega_{x_3}\sin\tau+M_\tau+A_5\dot{\omega}_{y_3}, \end{aligned}\right\}$$

где D_ρ; D_σ; D_τ — удельные демпфирующие моменты.

Без коррекции свободное движение гиростабилизатора при условии, что $H_1=H_2=H_3=H$; $D_\rho=D_\sigma=D_\tau=D$ и угол β_0 относительно мал, определяется тремя независимыми дифференциальными уравнениями

$$\left.\begin{aligned} J_0^\alpha\ddot{\alpha}_{абс}+(D_\alpha+iH)\,\dot{\alpha}_{абс}+E_\alpha i\alpha_{абс}&=M^0_{x_н};\\ J_0^\beta\ddot{\beta}_{абс}+(D_\beta+iH)\,\dot{\beta}_{абс}+E_\beta i\beta_{абс}&=M^0_{y_z};\\ J_0^\varepsilon\ddot{\varepsilon}_{абс}+(D_\varepsilon+iH)\,\dot{\varepsilon}_{абс}+E_\varepsilon i\varepsilon_{абс}&=M^0_{z_3}, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.59)}$$

где

$J_0^\alpha=A_2+J_\alpha+(B_1+A)\cos^2\beta_0+(C_1+J_\varepsilon)\sin^2\beta_0$;

$J_0^\beta=A_1+I_\beta+A$; $\quad J_0^\varepsilon=C+J_\varepsilon$;

$i=\frac{H}{D}$ — передаточное число (передаточный коэффициент) интегрирующего гироскопа.

Статические погрешности стабилизации платформы определяются соотношениями:

$$\alpha^*_{абс}=\frac{M^0_{x_н}}{E_\alpha i};\quad \beta^*_{абс}=\frac{M^0_{y_2}}{E_\beta i};\quad \varepsilon^*_{абс}=\frac{M^0_{z_3}}{E_\varepsilon i}.\Big\} \qquad \text{(VIII.60)}$$

Динамические погрешности пространственного гироскопического стабилизатора с поплавковыми гироскопами определяются аналогично погрешностям силового гироскопического стабилизатора.

6. ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИЕ И ИНТЕГРИРУЮЩИЕ ГИРОСКОПЫ

Для стабилизации движущихся объектов на выбранном направлении (например, для стабилизации и автоматического управления полетом) часто приходится измерять не только отклонение объекта от заданного направления, но также угловую скорость или угловое ускорение отклонения. В этом случае применяют дифференцирующие гироскопы, выполняющие функции измерителей первой производной от угла отклонения, возникающего при вращении объекта вокруг какой-либо главной оси. Эти устройства часто называются также датчиками первой производной. Для задания и стабилизации скорости движения используются интегрирующие гироскопы, которые, например, интегрируют линейное ускорение ЛА и выдают сигнал, пропорциональный скорости полета.

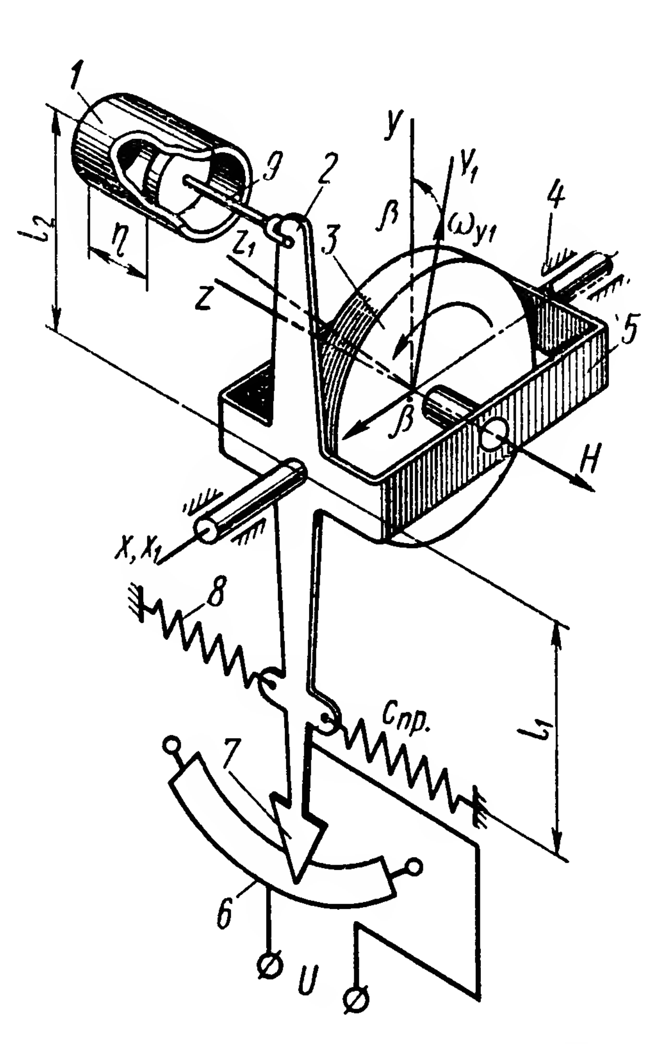


Рис. VIII.16. Схема измерителя угловой скорости отклонения самолета:

1 — демпфер; *2* — рычаг; *3* — ротор; *4* — подшипники; *4* — рамка; *6* — потенциометр; *7* — щетка; *8* — пружина; *9* — шатун

Дифференцирующий гироскоп. Для измерения угловой скорости применяется дифференцирующий гироскоп с двумя степенями свободы (рис. VIII.16). Ротор *3* гироскопа с большой угловой скоростью вращается вокруг оси z, которая вместе с рамкой *5* поворачивается вокруг оси x. Подшипники *4* закреплены на объекте, угловая скорость которого подлежит измерению. На оси рамки гироскопа установлены: рычаг *2*, соединенный с демпфером *1* и пружиной *8*, а также щетка *7* потенциометрического датчика. Щетка скользит по потенциометру *6*, и сигнал U, снимаемый с потенциометрического датчика, поступает в суммирующее устройство автопилота. Если, например, необходимо измерить угловую скорость ω_{y_1} вращения самолета вокруг нормальной оси y_1, то датчик угловой скорости устанавливают следующим образом: когда самолет неподвижен, ось y прибора, перпендикулярная к плоскости, заключающей оси рамки гироскопа, совпадала с осью y_1. Ось y прибора называется измерительной осью.

Принудительное вращение рамки *5* вместе с самолетом, а следовательно, и оси ротора гироскопа вокруг оси y_1 вызывает появление гироскопического момента, вектор которого направлен по оси x

и стремится совместить вектор кинетического момента H гироскопа с вектором угловой скорости ω_{y_1}.

Гироскопический момент равен векторному произведению кинетического момента $\bar{H}$ и угловой скорости $\bar{\omega}_{y_1}$, а его модуль определяется по формуле

$$M^{Г} = H\omega_{y_1} \sin(H, \omega_{y_1}). \qquad \text{(VIII.61)}$$

Гироскопический момент уравновешивается пружиной *8*, причем угол отклонения рамки *5*, а следовательно, и щетки *7* зависит от величины и направления вектора угловой скорости ω_{y_1}.

Движение рамки измерителя угловой скорости определяется уравнением моментов, действующих на рамку гироскопа,

$$J_x\ddot{\beta} + Dl_2^2\dot{\beta} + C_{np}l_1^2\beta = -J_x\dot{\omega}_{x_1} + H\omega_{y_1}\cos\beta + H\omega_{z_1}\sin\beta, \qquad \text{(VIII.62)}$$

где β — угол поворота рамки *5* относительно корпуса прибора;

J_x — момент инерции ротора и рамки относительно оси x;

D — удельная сила демпфирования, развиваемая демпфером *1*;

C_{np} — жесткость пружины;

ω_{x_1}, ω_{y_1}, ω_{z_1} — проекции абсолютной угловой скорости вращения самолета на оси x_1, y_1, z_1.

Демпфер *1* эффективно гасит собственные колебания рамки датчика угловой скорости, частота незатухающих колебаний которой определяется соотношением

$$n = \frac{l_1}{2\pi}\sqrt{\frac{C_{np}}{J_x}} \qquad \text{(VIII.63)}$$

и обычно выбирается в пределах от 2 до 50 *гц*. При этом угол β, а следовательно, и методические погрешности в измерении угловой скорости ω_{y_1} относительно невелики.

Инерционная погрешность $\Delta\omega_{y_1} = \frac{J_x}{H}\dot{\omega}_{x_1}$ также обычно мала, однако в некоторых случаях для ее компенсации к рамке гироскопа при помощи зубчатой передачи присоединяют тяжелый маховик [1], [7].

Считая угол β малым и предполагая $\omega_{z_1} = 0$, получим приближенное уравнение

$$J_x\ddot{\beta} + Dl_2^2\dot{\beta} + C_{np}l_1^2\beta = H\omega_{y_1}.$$

Передаточная функция для датчика угловой скорости будет иметь вид

$$W(s) = \frac{\beta(s)}{\omega_{y_1}(s)} = \frac{H}{J_x s^2 + Dl_2^2 s + C_{np}l_1^2} = \frac{K}{T^2s^2 + 2\chi Ts + 1}, \qquad \text{(VIII.64)}$$

где

$$K=\frac{H}{C_{np}l_1^2},\quad T=\frac{1}{l_1}\sqrt{\frac{J_x}{C_{np}}},\quad \chi=\frac{Dl_2^2}{2l_1\sqrt{J_xC_{np}}}.$$

Обычно относительный коэффициент демпфирования χ выбирается в пределах $0{,}5 \div 1$.

За счет инерционного момента и угла β_0 дифференцирующий гироскоп измеряет угловые скорости объекта вокруг осей x_1 и z_1. Соответствующие передаточные функции имеют вид

$$\left.\begin{aligned}\frac{\beta(s)}{\omega_{x_1}(s)}&=-\frac{J_x}{H}s\frac{K}{T^2s^2+2\chi Ts+1};\\ \frac{\beta(s)}{\omega_{z_1}(s)}&=-\beta_0\frac{K}{T^2s^2+2\chi Ts+1}.\end{aligned}\right\}\qquad (VIII.65)$$

Возмущающий момент, действующий вокруг оси прецессии x, вызывает инструментальную погрешность в измерении угловой скорости, равную

$$\omega_{y_1}^*=\frac{M_x}{H}.\qquad (VIII.66)$$

Как и для астатического гироскопа, различают отдельные инструментальные погрешности, не зависящие от перегрузки, пропорциональные перегрузке и пропорциональные квадрату перегрузки.

Для уменьшения возмущающих моментов и для получения стабильного коэффициента передачи прибора используют датчики угловой скорости с электрической пружиной. В этих приборах противодействующий момент, пропорциональный углу β, создается с помощью специальной магнитоэлектрической системы — моментного датчика [9].

В установившемся режиме гироскопический момент уравновешивается магнитоэлектрическим моментом, создаваемым током в моментном датчике.

Измерив ток, получают величину и направление угловой скорости ω_{y_1}. Демпфирование собственных колебаний осуществляется за счет специального формирования тока в моментном датчике.

Интегрирующий гироскоп. Если от рамки гироскопа, приведенного на рис. VIII.16, отсоединить пружину *8*, то он превращается в так называемый интегрирующий гироскоп.

Допустим, что момент, вызываемый демпфером, достаточно велик по сравнению с инерционным моментом, тогда приближенно получим

$$\dot\beta=\frac{H}{Dl_2^2}\omega_{y_1}.$$

В результате интегрирования последнее выражение примет вид

$$\beta=\frac{H}{Dl_2^2}\int\omega_{y_1}\,dt+C_1.$$

Полагая, что $\int \omega_{y_1} dt = \psi$ при $\gamma = 0$ (где ψ — курс ЛА) и считая, что при $t = 0$ $\psi = 0$, найдем

$$\beta = \frac{H}{Dl_2^2} \psi. \qquad \text{(VIII.67)}$$

Таким образом, угол поворота рамки *5* гироскопа, а следовательно, и щетки *7* оказывается пропорциональным углу поворота самолета от выбранного направления, т. е. интегралу от измеряемого параметра угловой скорости. В связи с этим такой прибор получил название интегрирующего гироскопа.

С учетом инерционного члена передаточную функцию интегрирующего гироскопа можно записать

$$\frac{\beta(s)}{\omega(s)} = \frac{i}{s(1+Ts)},$$

где $i = \frac{H}{Dl_2^2}$ — передаточное число интегрирующего гироскопа;

$T = \frac{J_x}{Dl_2^2}$ — постоянная времени.

Примером гироскопа, интегрирующего угловую скорость вращения ЛА относительно какой-либо связанной оси, может служить поплавковый гироскоп (рис. VIII.15) [11].

Гиромотор вмонтирован в поплавковую камеру *17*, плавающую в тяжелой жидкости. Ось поплавка опирается на камни *21*. На оси поплавка установлены чувствительный индуктивный датчик *19* для измерения углов и моментный датчик *16*. Зазор между поплавковой камерой и корпусом прибора составляет примерно 0,25 *мм*, а коэффициент вязкости жидкости — около 600—700 *спз*.

Вязкое сопротивление жидкости вращению поплавка в данном случае пропорционально скорости его вращения, и, следовательно, жидкостное трение заменяет действие воздушного демпфера. Такой прибор может быть использован как измеритель угла или угловой скорости поворота самолета, а также для стабилизации какой-либо платформы в абсолютном пространстве.

Если между рамкой *5* (рис. VIII.16) и демпфером *1* предусмотреть пружину, например заменить шатун *9* цилиндрической пружиной, то прибор превращается в измеритель угла и угловой скорости.

Обозначим перемещение демпфера относительно корпуса прибора через η. Пренебрегая массой поршня демпфера, из условия равенства силы, развиваемой демпфером, и силы, развиваемой пружиной, жесткость которой обозначим через $C_{пр.1}$, получим

$$(\beta l_2 - \eta) C_{пр.1} = D\dot{\eta}. \qquad \text{(VIII.68)}$$

В первом приближении момент, создаваемый пружиной, уравновешивается гироскопическим моментом $H\omega_{y_1}$. Отсюда получим

$$C_{пр.1} l_2 (\beta l_2 - \eta) = H\omega_{y_1}. \qquad \text{(VIII.69)}$$

Исключая η из уравнений (VIII.68) и (VIII.69), находим

$$\dot{\beta} = \frac{H}{l_2^2}\left(\frac{\omega_{y_1}}{D} + \frac{\dot{\omega}_{y_1}}{C_{пр.1}}\right). \qquad \text{(VIII.70)}$$

Интегрируя уравнение (VIII.70) при условии, что при $t = 0$ $\psi = 0$, получим

$$\beta = \frac{H}{l_2^2}\left(\frac{\psi}{D} + \frac{\dot{\psi}}{C_{пр.1}}\right). \qquad \text{(VIII.71)}$$

Отклонение β рамки 5 зависит от угла и угловой скорости отклонения самолета от выбранного направления.

Гироинтегратор. При управлении дальностью полета ЛА (для определения мгновенной скорости его полета и выключения двигателя в момент достижения заданной скорости) применяют гироскопические интеграторы. Прибор (рис. VIII.17) представляет собой гироскоп с тремя степенями свободы. При этом центр тяжести гиромотора (элементов *3*, *4*) смещен на величину a относительно оси *5* внутренней рамки кардана гироскопа. Для удержания оси ротора гироскопа на направлении перпендикуляра к плоскости наружной рамки кардана служит разгрузочное устройство, состоящее из электродвигателя *8* и контактного устройства *6*. При отклонении оси ротора гироскопа от перпендикуляра к плоскости наружной рамки кардана замыкается нижний или верхний контакт устройства *6* и включается разгрузочный электродвигатель *8*, который развивает момент внешних сил, действующий вокруг оси наружной рамки кардана в таком направлении, что ось ротора гироскопа возвращается в начальное положение.

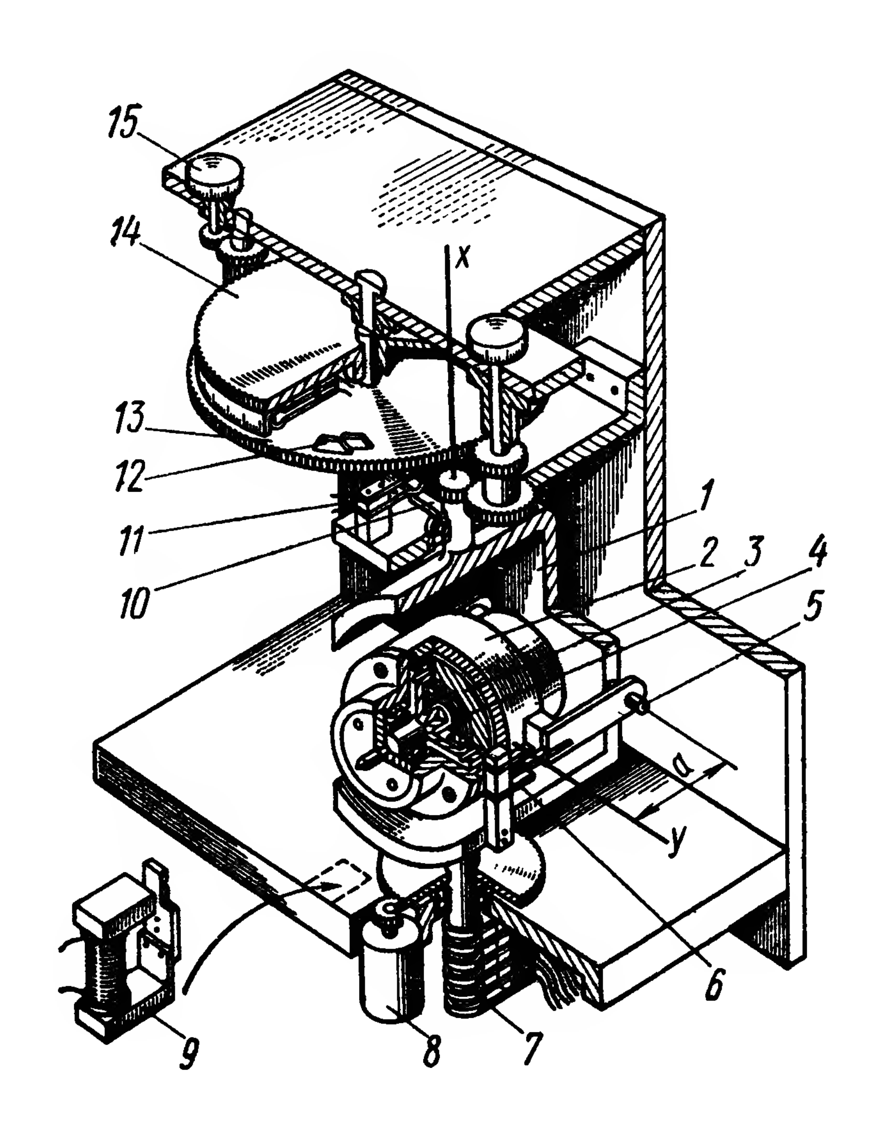


Рис. VIII.17. Устройство гироинтегратора:

1 — внешняя скоба; *2* — кожух ротора; *3* — ротор гироскопа; *4* — обмотка статора; *5* — ось кардана; *6* — контакты коррекции; *7* — коллектор; *8* — двигатель коррекции; *9* — арретир; *10*, *11* — контакты установки нуля; *12* — кулачки выключения двигателя; *13*, *14* — диски; *15* — установка дистанции

Если ось наружной рамки кардана гироскопа установить вертикально, как это показано на рис. VIII.17, то вследствие несовпадения центра тяжести гиромотора с осью внутренней рамки кардана вокруг этой оси будет действовать момент

$$M_x = Ga_{\gamma} \qquad \text{(VIII.72)}$$

где G — вес гиромотора;

a — расстояние от центра тяжести гиромотора до оси внутренней рамки кардана гироскопа.

Под действием этого момента наружная рамка кардана гироскопа приобретает угловую скорость

$$\dot{\alpha}_н = \frac{Ga}{H}, \qquad \text{(VIII.73)}$$

где $\alpha_н$ — угол поворота оси наружной рамки кардана относительно абсолютного пространства.

Если прибор вместе с ракетой, на которой он установлен, движется вертикально с ускорением $\frac{dv}{dt}$, то к силе веса следует добавить силу инерции, равную $m\dot{v}$:

$$\dot{\alpha}_н = \frac{G + m\dot{v}}{H} a = \frac{Ga}{H} + \frac{ma}{H}\dot{v}, \qquad \text{(VIII.74)}$$

где $m = \frac{G}{g}$ — масса гиромотора;

v — скорость полета ракеты.

Интегрируя уравнение (VIII.74) в пределах от 0 до t, где t — время полета ракеты при условии, что H = const, имеем

$$\alpha_н = \frac{Ga}{H} t + \frac{Ga}{Hg} v. \qquad \text{(VIII.75)}$$

Из этого уравнения видно, что угол $\alpha_н$ поворота оси наружной рамки кардана гироскопа линейно зависит от скорости и времени полета ракеты.

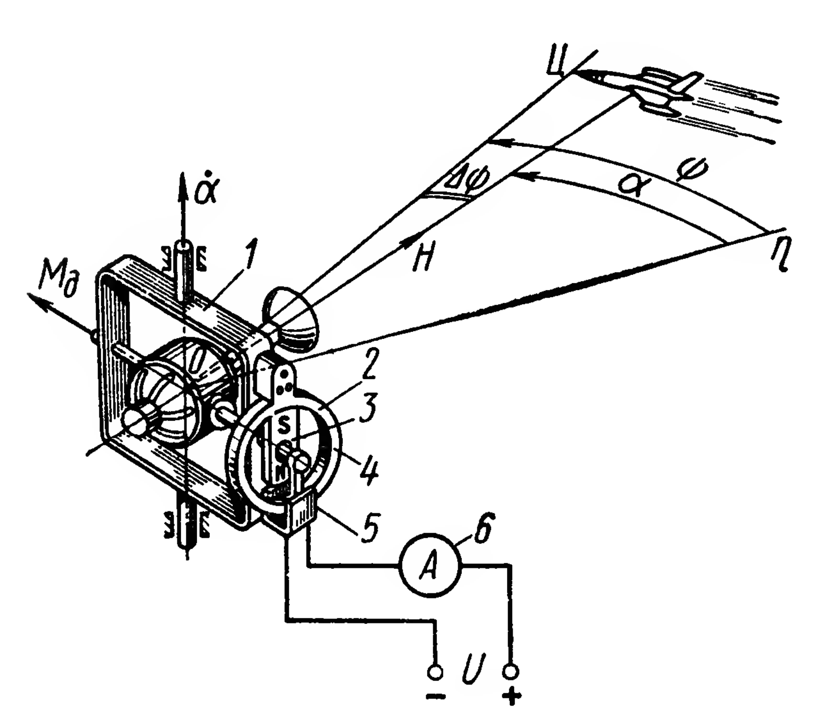


Рис. VIII.18. Дифференцирующий гироскоп с тремя степенями свободы:

1 — гироскоп; 2 — моментный датчик; 3 — магнит; 4 — магнитопровод; 5 — катушка; 6 — амперметр

Если с помощью какого-либо устройства исключить влияние веса [первый член в уравнении (VIII.75)] на показания прибора, то величина угла $\alpha_н$ будет однозначно определять величину мгновенной скорости полета ракеты. Поворот наружной рамки кардана гироскопа через понижающую зубчатую передачу передается диску *13* с установленными на нем кулачками *12* выключения электродвигателя.

Дифференцирующий гироскоп с тремя степенями свободы. Во время стрельбы с самолета по подвижной цели [7] необходимо знать угловую скорость поворота линии визирования, соединяющей, например, орудие с целью. При этом допустим, что прицельное устройство (рис. VIII.18) или радиолокационная антенна установлены непосредственно на гироскопе, а в процессе наведения прицельное

устройство и, следовательно, ось ротора гироскопа неизменно следят за целью ($\Delta\psi = 0$).

Прибор представляет собой астатический гироскоп *1* с тремя степенями свободы, на оси внутренней рамки кардана которого установлен моментный датчик *2*.

Моментный датчик состоит из постоянного магнита *3*, магнитопровода *4* и катушки *5*, помещенной в зазоре магнита. Момент M_∂, развиваемый датчиком, пропорционален величине тока, протекающего в обмотках катушки *5*:

$$M_\partial = kI,$$

где I — величина тока, протекающего в обмотке катушки;
k — коэффициент, зависящий от параметров датчика.

Под действием момента M_∂ гироскоп прецессирует с абсолютной угловой скоростью

$$\dot{\alpha} = \frac{M_\partial}{H} = \frac{k}{H} I, \qquad \text{(VIII.76)}$$

откуда

$$I = \frac{H}{k} \dot{\alpha}. \qquad \text{(VIII.77)}$$

Если с помощью магнитного датчика принуждать гироскоп следить за целью так, чтобы ось OH его ротора совпадала с направлением на цель (линия *ОЦ*), то $\dot{\alpha}$ и будет угловой скоростью поворота линии *ОЦ* в абсолютном пространстве.

Измерив ток I, протекающий в обмотке катушки *5*, например, с помощью амперметра *6*, получим в определенном масштабе величину первой производной $\dot{\alpha}$ угла α поворота линии *ОЦ* в абсолютном пространстве.

В некоторых случаях процесс слежения за целью автоматизируют, измеряя угол $\Delta\psi$ рассогласования между линией прицеливания *ОЦ* и направлением OH и посылая в моментный датчик ток I, величина которого пропорциональна углу $\Delta\psi$, т. е.

$$I = n\Delta\psi, \qquad \text{(VIII.78)}$$

где n — некоторый коэффициент пропорциональности.

Угол ψ поворота направления орудие — цель, измеренный относительно инерциального пространства (ось $O\eta$), равен

$$\psi = \Delta\psi + \alpha,$$

и, следовательно,

$$\dot{\psi} = \Delta\dot{\psi} + \dot{\alpha}. \qquad \text{(VIII.79)}$$

Согласно формулам (VIII.77) и (VIII.78), имеем

$$\frac{H}{k} \Delta\dot{\psi} + n\,\Delta\psi = \frac{H}{k} \dot{\psi}, \qquad \text{(VIII.80)}$$

или

$$T\,\Delta\dot{\psi} + \Delta\psi = T\dot{\psi}, \qquad \text{(VIII.81)}$$

где

$T = \frac{H}{nk}$ — постоянная времени прибора.

Решение неоднородного дифференциального уравнения при начальных условиях $\Delta\psi = 0$, $t = 0$, $\dot{\psi} = \dot{\psi}_0 = \text{const}$ будет

$$\Delta\psi = T\dot{\psi}_0\left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right). \qquad \text{(VIII.82)}$$

Параметры прибора подбирают так, чтобы переходный процесс, характеризуемый уравнением (VIII.82), быстро затухал. Тогда угол $\Delta\psi$ оказывается пропорциональным $\dot{\psi}_0$. При этом для установившегося режима слежения за целью имеем

$$\Delta\psi = T\dot{\psi}_0. \qquad \text{(VIII.83)}$$

Используя уравнение (VIII.78), получим

$$I = \frac{H}{k}\dot{\psi}_0. \qquad \text{(VIII.84)}$$

Таким образом, измеряя величину тока I, протекающего в обмотке катушки моментного датчика, можно определить угловую скорость $\dot{\psi}_0$ поворота линии *ОЦ* в инерциальном пространстве.

7. ГИРОСКОПИЧЕСКИЕ ВЕРТИКАЛИ

Гироскопические вертикали предназначены для определения направления истинной вертикали на движущихся объектах, т. е. для измерения и задания углов крена и тангажа ЛА, крена и дифферента корабля и других объектов, а также для сохранения заданного углового положения прицела относительно плоскости горизонта и т. д.

На неподвижном основании направление истинной вертикали определяют жидкостным уровнем с воздушным пузырьком или любым короткопериодическим физическим маятником.

Короткопериодический маятник, установленный на корабле или ЛА, при изменении скорости или направления движения объекта отклоняется к направлению кажущейся вертикали. Кажущаяся вертикаль совпадает с направлением равнодействующей всех ускорений, действующих в точке подвеса маятника, включая ускорение силы тяжести (считая его направленным вверх). Следовательно, он не пригоден для непосредственного определения и задания направления истинной вертикали. В отличие от маятника свободный гироскоп не подвержен действию ускорений и сохраняет направление оси фигуры в абсолютном пространстве неизменным.

Если ось ротора гироскопа установить по истинной вертикали, то с течением времени она отклонится от этого направления вследствие суточного вращения Земли.

Для придания гироскопу избирательности к истинной вертикали он корректируется с помощью физического маятника. При этом одновременно используется способность физического маятника раз-

личать направление истинной вертикали при установившемся движении корабля или самолета и способность свободного гироскопа сохранять направление оси фигуры неизменным в абсолютном пространстве.

Гироскопический маятник [2], [10]. Простейшей гировертикалью является гироскопический маятник, представляющий собой гироскоп, центр тяжести которого смещен вдоль оси его ротора и не совпадает с неподвижной точкой O (рис. VIII.19).

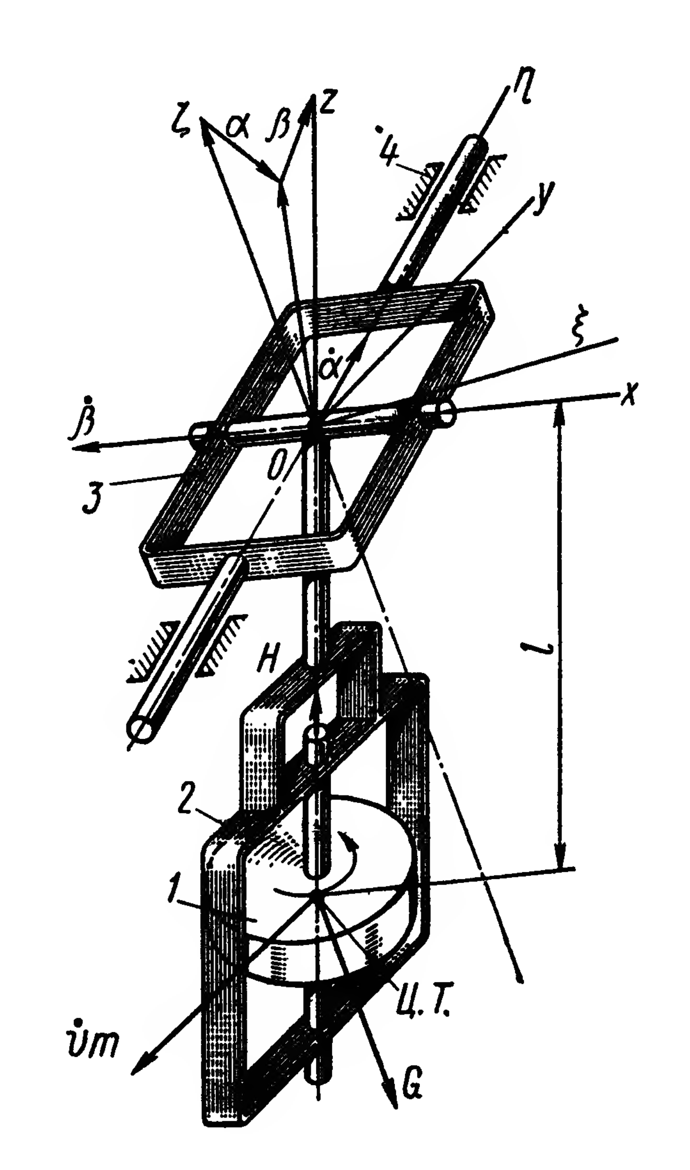


Рис. VIII.19. Гироскопический маятник:

1 — ротор; *2* — внутренняя рамка; *3* — наружная рамка; *4* — основание

Движение оси ротора гироскопа будем определять в относительной системе координат $\xi\eta\zeta$. Эта система таким образом связана с траекторией движения объекта, что ось ζ совпадает с направлением истинной вертикали, ось ξ — со сферической нормалью * к траектории объекта, а ось η перпендикулярна первым двум и образует вместе с осями ξ и ζ правую систему координат.

Подвижная ось координат z направлена по оси ротора гироскопа, ось x — по оси внутренней рамки кардана, а ось y — перпендикулярна им таким образом, чтобы система xyz также была правой.

Положение подвижной системы координат xyz по отношению к трехграннику $\xi\eta\zeta$ задается углами α и β, причем угловые скорости $\dot{\alpha}$ и $\dot{\beta}$ направлены по осям η и $-x$. Полагая углы α и β малыми и пренебрегая угловой скоростью суточного вращения Земли и моментами трения в осях карданова подвеса, получим приближенные уравнения прецессии гиромаятника, установленного, например, на корабле, движущемся с ускорением по направлению ортодромии **, а именно:

$$H\dot{\alpha} = Gl\beta - ml\dot{v};$$
$$H\dot{\beta} = -Gl\alpha - H\frac{v}{R}, \qquad \text{(VIII.85)}$$

где H — собственный (или кинетический) момент гироскопа;
G — вес гироскопа (рамки кардана считаем невесомыми);
l — расстояние от центра тяжести гироскопа до точки пересечения осей карданова подвеса;

* Сферической нормалью к траектории корабля относительно Земли называют нормаль к траектории, лежащую в горизонтальной плоскости, касательной к поверхности Земли.

** Ортодромия — произвольно выбранная дуга большого круга Земли.

m — масса гироскопа;

v — скорость движения корабля.

Обозначая частоту собственных колебаний гиромаятника через $n = \frac{Gl}{H}$, получим

$$\ddot{\alpha} + n^2\alpha = \frac{n}{g}\left(\ddot{v} + \frac{g}{R}v\right). \qquad \text{(VIII.86)}$$

Если принять, что в уравнениях (VIII.86) частота собственных колебаний гиромаятника равна частоте собственных колебаний математического маятника, длина которого равна радиусу Земли, т. е.

$$n = \sqrt{\frac{g}{R}}, \qquad \text{(VIII.87)}$$

то получим

$$\ddot{\alpha} + \frac{g}{R}\alpha = \frac{1}{\sqrt{Rg}}\left(\ddot{v} + \frac{g}{R}v\right) \qquad \text{(VIII.88)}$$

и

$$\ddot{\beta} + \frac{g}{R}\beta = 0.$$

Частное решение уравнений (VIII.88) при любой функции $v(t)$ имеет вид

$$\alpha^* = \frac{v}{\sqrt{Rg}}, \quad \beta^* = 0, \qquad \text{(VIII.89)}$$

а общее решение

$$\alpha = \alpha^* + \alpha_1 \sin\frac{g}{R}t \qquad \text{(VIII.90)}$$

и

$$\beta = \beta_1 \cos\frac{g}{R}t,$$

где α_1 и β_1 — случайные начальные отклонения оси ротора гироскопа от истинной вертикали.

Уравнения (VIII.89) и (VIII.90) показывают, что если в начале движения корабля ось ротора гиромаятника совпадала с направлением истинной вертикали, то в процессе движения она отклоняется от истинной вертикали лишь на величину скоростной девиации α^* в направлении к борту. Это отклонение совершается независимо от закона $v(t)$ изменения скорости корабля, т. е. гиромаятник не обладает баллистическими погрешностями. При отклонении гиромаятника от истинной вертикали на угол α^* на гироскоп действует момент $Gl\alpha^*$ от веса маятника, который вызывает прецессию оси ротора гироскопа с угловой скоростью, равной угловой скорости поворота истинной вертикали в абсолютном пространстве.

При изменении скорости движения корабля на гироскоп действует также инерционный момент, развиваемый маятником и равный $ml\dot{v}$. Если условие (VIII.87) выполняется, то гироскоп под влиянием

этого момента прецессирует в направлении к борту с такой угловой скоростью, что он неизменно оказывается в положении, соответствующем частному решению (VIII.89) уравнений (VIII.88). При случайном отклонении оси ротора гироскопа от положения равновесия, определяемого уравнениями (VIII.89) (например, вследствие трения в осях карданова подвеса), ось ротора гироскопа совершает незатухающие собственные колебания около положения равновесия. Период этих колебаний равен

$$T = 2\pi \sqrt{\frac{R}{g}} = 84{,}4 \text{ мин.} \qquad \text{(VIII.91)}$$

Для обеспечения затухания собственных колебаний гиромаятника применяют специальные устройства: сообщающиеся сосуды,

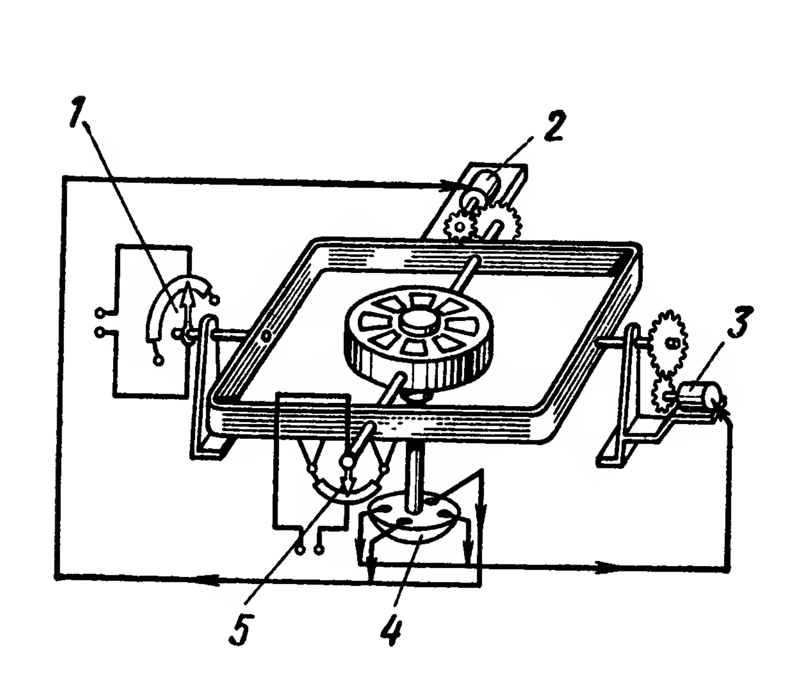


Рис. VIII.20. Гировертикаль с маятниковым корректирующим устройством

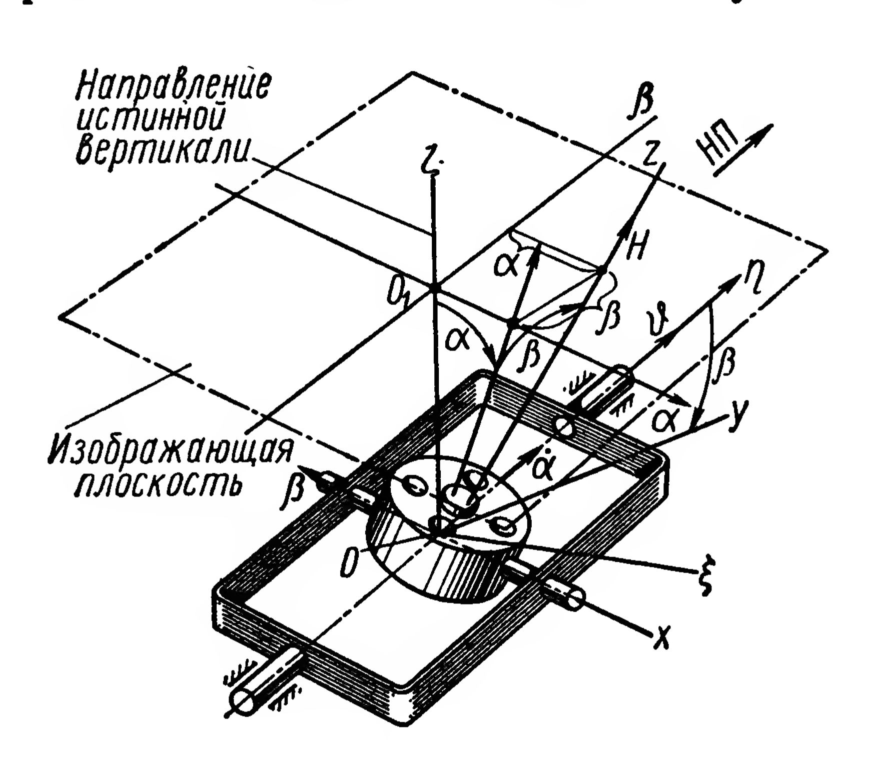


Рис. VIII.21. К составлению уравнений движения гировертикали

заполненные жидкостью, или дополнительные маятниковые устройства, которые управляют воздушной струей, выбрасываемой ротором гироскопа. Однако в этом случае в гироскопическом маятнике при ускорении возникают возмущающие моменты.

Если не выполняется условие (VIII.87), то возникают также баллистические погрешности гиромаятника.

Практически изготовление гиромаятника с периодом, равным 84,4 *мин*, связано со значительными техническими трудностями.

Гиромаятниковые вертикали в сочетании с разного рода демпфирующими устройствами не получили широкого распространения. На кораблях и самолетах применяются гировертикали, представляющие собой астатические гироскопы, движение которых корректируется специальными маятниковыми устройствами.

Гироскопические вертикали с маятниковым корректирующим устройством [1], [7]. Гироскопические вертикали (рис. VIII.20) с маятниковыми корректирующими устройствами применяют в авиации и морском флоте. В качестве маятникового чувствительного элемента гировертикали используется жидкостной переключатель *4*,

а коррекционные моменты накладываются на гироскоп с помощью асинхронных электродвигателей *2* и *3* с заторможенными роторами.

Питание управляющих обмоток осуществляется через маятниковый переключатель *4*, представляющий собой жидкостной реостат. Корректирующее устройство имеет пропорциональную характеристику с ограничением или характеристику типа гистерезисной петли.

Если в процессе полета корректирующее устройство работает в зоне пропорциональности, то величина момента коррекции (рис. VIII.21) определяется по формулам:

$$\left.\begin{aligned} M_{к_1} &= -E\left(\beta - \frac{\dot{v}}{g}\right); \\ M_{к_2} &= -E\left(\alpha + \frac{v\omega}{g}\right). \end{aligned}\right\} \qquad (VIII.92)$$

Используя прецессионные уравнения движения с учетом моментов трения в подшипниках карданова подвеса при малых углах α и β, получим:

$$\left.\begin{aligned} -H\dot{\alpha} - E\left(\alpha + \frac{v\omega}{g}\right) + H\omega\beta \pm M_{\dot{\beta}} = 0, \\ -H\dot{\beta} - E\left(\beta - \frac{\dot{v}}{g}\right) - H\omega\alpha \mp M_{\dot{\alpha}} = 0, \end{aligned}\right\} \qquad (VIII.93)$$

или

$$\left.\begin{aligned} \dot{\alpha} + \varepsilon\left(\alpha + \frac{v\omega}{g}\right) - \omega\beta \mp m_{\dot{\beta}} = 0; \\ \dot{\beta} + \varepsilon\left(\beta - \frac{\dot{v}}{g}\right) + \omega\alpha \pm m_{\dot{\alpha}} = 0, \end{aligned}\right\} \qquad (VIII.94)$$

где α, β — углы отклонения оси ротора от гировертикали; $\varepsilon = \frac{E}{H}$ — эффективность коррекции;

$m_{\alpha} = \frac{M_{\alpha}}{H}$; $m_{\dot{\beta}} = \frac{M_{\dot{\beta}}}{H}$ — скорость прецессии гироскопа при действии моментов трения;

E — крутизна характеристики корректирующего устройства;

$M_{\dot{\alpha}}$ и $M_{\dot{\beta}}$ — моменты трения в подшипниках осей наружной и внутренней рамок карданова подвеса;

w — угловая скорость виража.

Уравнения прецессии гироскопа позволяют определить погрешности гировертикали на неподвижном основании:

$$\left.\begin{aligned} \alpha^* &= \pm\frac{m_{\dot{\beta}}}{\varepsilon} = \pm\frac{M_{\dot{\beta}}}{E}; \\ \beta^* &= \mp\frac{m_{\dot{\alpha}}}{\varepsilon} = \mp\frac{M_{\dot{\alpha}}}{H}, \end{aligned}\right\} \qquad (VIII.95)$$

погрешность гировертикали при полете с ускорением

$$\beta = \frac{\dot{v}}{g}(1 - e^{-\varepsilon t}) \tag{VIII.96}$$

и максимальную погрешность гировертикали на вираже:

$$\left.\begin{aligned} |\alpha_{max}| &\approx \left(1 - 0{,}57\frac{\varepsilon}{\omega}\right)\frac{\varepsilon v}{g} \pm \frac{m_{\dot{\alpha}} + m_{\dot{\beta}}}{\omega}; \\ |\beta_{max}| &\approx 2\left(1 - 1{,}57\frac{\varepsilon}{\omega}\right)\frac{\varepsilon v}{g} \pm 2\frac{m_{\dot{\alpha}} + m_{\dot{\beta}}}{\omega} \end{aligned}\right\} \tag{VIII.97}$$

при $|\omega^2| \gg |\varepsilon^2|$.

Гироскопические вертикали с релейной или гистерезисной характеристикой корректирующего устройства также обладают погрешностями при полете ЛА с ускорением и на вираже.

При определении скоростной погрешности гировертикали необходимо учитывать суточное вращение Земли и движение самолета по отношению к Земле. Максимальная угловая скорость Ω поворота направления истинной вертикали в абсолютном пространстве равна сумме переносной угловой скорости u суточного вращения Земли и относительной угловой скорости облета $\frac{v}{R}$ вокруг Земли

$$\Omega_{max} = u + \frac{v}{R},$$

где R — радиус Земли.

Для того чтобы ось ротора гироскопа следила за направлением истинной вертикали, на гироскоп должен действовать момент, равный $H\left(u + \frac{v}{R}\right)$. Такой момент $(E\beta_v)$ развивает корректирующее устройство, и положение равновесия гировертикали определится равенством моментов

$$E\beta_v = H\left(u + \frac{v}{R}\right). \tag{VIII.98}$$

Из выражения (VIII.98) найдем

$$\beta_v = \frac{H}{E}\left(u + \frac{v}{R}\right). \tag{VIII.99}$$

Последняя формула определяет максимальную величину скоростной погрешности гировертикали с пропорциональной коррекцией.

Выходными координатами прибора являются α и β. Рассмотрим динамические погрешности по координате β. В прямолинейном полете ($\omega = 0$) возмущением по данной координате является угол отклонения кажущейся вертикали от истинной $\theta = \frac{\dot{v}}{g}$ и угловая скорость Ω поворота направления истинной вертикали в абсолютном пространстве,

Тогда

$$\beta(s)=\frac{1}{1+Ts}\theta(s)+\frac{T}{1+Ts}\Omega(s),$$

где $T=\frac{1}{\varepsilon}$ — постоянная времени коррекции.

Первое слагаемое определяет баллистические погрешности в динамике, второе — скоростные. С увеличением эффективности коррекции возрастают баллистические погрешности и уменьшаются скоростные.

Для уменьшения β возможно применение апериодических и колебательных фильтров в контуре коррекции с большими постоянными времени.

Сигналы, пропорциональные углам крена и тангажа самолета (крена и диферента корабля), снимаются с потенциометрических датчиков *1* и *5* (рис. VIII. 20). Напряжения, снимаемые со щеток, в первом приближении определяются по формулам

$$u_1=k_1(\vartheta+\beta),\qquad u_2=k_2(\gamma-\alpha), \tag{VIII.100}$$

где ϑ и γ — углы тангажа и крена самолета;

k_1, k_2 — соответствующие коэффициенты усиления сигналов, снимаемых с потенциометрических датчиков угла.

Для идеальной гировертикали $\alpha=\beta=0$ и, следовательно,

$$u_1=k_1\vartheta,\qquad u_2=k_2\gamma. \tag{VIII.101}$$

Для уменьшения баллистических погрешностей гировертикалей иногда ось ротора гироскопа наклоняют в направлении движения корабля или самолета на угол, пропорциональный скорости его движения.

В некоторых случаях для уменьшения баллистических погрешностей при движении самолета с ускорением корректирующие устройства выключают.

Гироскопические вертикали повышенной точности. При определении погрешностей гировертикалей повышенной точности нельзя считать, что направление кажущейся вертикали в установившемся режиме полета совпадает с направлением истинной вертикали. Дело в том, что полет самолета следует рассматривать как сложное движение: полет самолета относительно Земли, траектория которого определяется средствами навигации и пилотирования (относительное движение), и движение самолета вместе с Землей (переносное движение). При этом, если самолет летит по ортодромии (дуга большого круга Земли), то вектор скорости v вследствие суточного вращения Земли поворачивается вокруг направления истинной вертикали с угловой скоростью $u\sin\varphi$ и возникает поворотное ускорение, направленное по отрицательной оси ξ (см. рис. VIII. 21) и равное

$2vu \sin \varphi$, вследствие чего направление кажущейся вертикали отклоняется от истинной в плоскости $\zeta\xi$ на угол

$$\alpha_a^* \approx 2 \frac{vu \sin \varphi}{g}.$$

Если полет происходит по локсодромии (линия равных курсов), то вектор v приобретает дополнительную угловую скорость вращения вокруг направления истинной вертикали, равную угловой скорости поворота географического трехгранника $\xi\eta\zeta$ вокруг оси ζ, а именно

$$\omega'_\zeta = \frac{v_E}{R} \operatorname{tg} \varphi,$$

где v_E — восточная составляющая скорости полета.

Вследствие этого возникает центростремительное ускорение

$$w_\xi = \frac{vv_E}{R} \operatorname{tg} \varphi,$$

которое направлено по отрицательной оси ξ. При этом кажущаяся вертикаль еще отклоняется в плоскости $\zeta\xi$ на угол

$$\alpha^* \approx \frac{vv_E}{Rg} \operatorname{tg} \varphi.$$

При этом любой физический маятник в установившемся режиме полета с неизменным географическим курсом оказывается отклоненным от направления истинной вертикали на угол

$$\alpha_н = \frac{2vu \sin \varphi}{g} + \frac{vv_E}{Rg} \operatorname{tg} \varphi.$$

Рассмотрим движение гировертикали (см. рис. VIII. 21) в полете в предположении, что в начале движения ось z ротора гироскопа направлена по истинной вертикали (ось ζ), а оси y и x совпадают с осями η и ξ соответственно. Предположим, что корректирующее устройство гировертикали, показанное на рис. VIII.20, выключено, и гировертикаль представляет собой астатический гироскоп, ось ротора которого сохраняет неизменное направление в абсолютном пространстве. При этом угловая скорость вращения направления истинной вертикали (ось ζ) в абсолютном пространстве будет

$$\omega_\xi = -u \cos \varphi \sin \psi - \frac{v}{R},$$

$$\omega_\eta = u \cos \varphi \cos \psi,$$

и ось $\tilde{Z}$ ротора свободного гироскопа в рассматриваемый момент времени отклоняется от направления истинной вертикали с угловыми скоростями:

$$\left.\begin{aligned} \dot{\alpha} &= -u \cos \varphi \cos \psi; \\ \dot{\beta} &= -u \cos \varphi \sin \psi - \frac{v}{R}. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.102)}$$

Если представить, что вокруг оси кардана гировертикали действуют коррекционные моменты, соответственно равные M_x^k и M_y^k, то скорости отклонения оси z ротора гироскопа от направления истинной вертикали будут

$$\left.\begin{aligned} \dot{\alpha} &\approx -u\cos\varphi\cos\psi + \frac{M_x^к}{H}; \\ \dot{\beta} &\cong -u\cos\varphi\sin\psi - \frac{v}{R} + \frac{M_y^к}{H}. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.103)}$$

Пусть с помощью специального счетно-решающего механизма формируются моменты коррекции в соответствии с уравнениями

$$\left.\begin{aligned} M_x^к &= k'\cos\varphi_1\cos\psi_1; \\ M_y^к &= k'\cos\varphi_1\sin\psi_1 + k''v, \end{aligned}\right\}$$

где φ_1 и ψ_1 — соответственно широта места и курс самолета, определяемые с помощью счетно-решающего устройства;

k' и k'' — соответствующие коэффициенты пропорциональности.

Тогда

$$\left.\begin{aligned} \frac{M_x^к}{H} &= m'\cos\varphi_1\cos\psi_1; \\ \frac{M_y^к}{H} &= m'\cos\varphi_1\sin\psi_1 + m''v, \end{aligned}\right\}$$

где

$$\frac{k'}{H} = m' \quad \text{и} \quad \frac{k''}{H} = m''.$$

Таким образом,

$$\left.\begin{aligned} \dot{\alpha} &= -u\cos\varphi\cos\psi + m'\cos\varphi_1\cos\psi_1; \\ \dot{\beta} &= -u\cos\varphi\sin\psi - \frac{v}{R} + m'\cos\varphi_1\sin\psi_1 + m''v. \end{aligned}\right\} \text{(VIII.104)}$$

Если параметры счетно-решающего устройства подобрать так, чтобы $m' = u$, $m'' = \frac{1}{R}$, а $\varphi = \varphi_1$ и $\psi = \psi_1$, то уравнения (VIII.104) обращаются в тождества:

$$\left.\begin{aligned} \dot{\alpha} &\equiv 0; \\ \dot{\beta} &\equiv 0 \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.105)}$$

при условии, что в начале движения направление оси ротора гироскопа совпадает с направлением истинной вертикали, т. е. при $t = 0$ $\alpha = 0$, $\beta = 0$.

Физический смысл такой коррекции заключается в том, что моментные датчики развивают моменты, создающие прецессию гироскопа со скоростью, соответствующей угловой скорости поворота истинной вертикали в инерциальном пространстве.

Рассмотренную выше некорректируемую от маятника гировертикаль использовать в продолжительном полете не представляется возможным, однако ее можно применять кратковременно во время маневра самолета. Для уменьшения погрешностей в установившемся полете и придания гировертикали свойств избирательности по отношению к направлению истинной вертикали применяют радиальную коррекцию, осуществляемую от физического маятника. Положение равновесия гировертикали с радиальной коррекцией в установившемся полете определяется из уравнений

$$\left.\begin{aligned} \alpha^* &= -\frac{u\cos\varphi\cos\psi}{\varepsilon} - \frac{2vu\sin\varphi}{g} - \frac{v\omega'_\zeta}{g}; \\ \beta^* &= -\frac{u\cos\varphi\sin\psi + \frac{v}{R}}{\varepsilon}, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.106)}$$

где ω'_ζ — угловая скорость поворота вектора $\bar{v}$ вокруг оси ζ, отсчитываемая относительно Земли.

Первый член первого уравнения (VIII.106) и оба члена, стоящие в правой части второго уравнения, определяют скоростную погрешность гировертикали.

Второй член первого уравнения (VIII.106) представляет собой погрешность, порождаемую поворотным, или кориолисовым, ускорением.

Третий член первого уравнения (VIII.106) является навигационной погрешностью гировертикали, зависящей от метода навигации. Так, например, при полете по ортодромии $\omega'_\zeta = 0$ и, следовательно, навигационная погрешность равна нулю.

При полете по локсодромии $\omega'_\zeta = \frac{v_E}{R} \operatorname{tg} \varphi$ навигационная погрешность

$$\alpha^*_н = \frac{v v_E \operatorname{tg} \varphi}{Rg}. \qquad \text{(VIII.107)}$$

Величина погрешности, порождаемой кориолисовым ускорением, и навигационной погрешности гировертикали не зависит от крутизны ε радиальной коррекции.

Погрешность, порождаемую кориолисовым ускорением, и навигационную погрешность можно вычислить и устранить с помощью счетно-решающего механизма. При этом повышение точности гировертикали с радиальной коррекцией достигается путем создания комплексной системы, включающей в себя гироскопическую вертикаль и счетно-решающий механизм, построенный с использованием навигационного автомата.

Гироскопические вертикали для самолетов, выполняющих фигуры высшего пилотажа [1], [7]. При рассмотрении погрешностей гироскопических вертикалей при различных условиях полета предполагалось, что ось наружной рамы карданова подвеса гироскопа расположена параллельно продольной оси самолета. При такой

установке прибора погрешность показаний гироскопической вертикали не зависит от величины угла крена самолета на вираже. При пикировании самолета (рис. VIII.22), когда ось наружной рамки кардана приближается к совмещению с осью ротора гироскопа, т. е. угол λ мал, точность показаний прибора существенно зависит от угла ν тангажа самолета.

Рис. VIII.22. Движение гироскопа при сближении осей рамок карданова подвеса

Основная трудность создания гировертикалей для самолетов, выполняющих фигуры высшего пилотажа, заключается в том, что при совмещении оси ротора гироскопа с осью наружной рамки гироскоп теряет одну степень свободы, а следовательно, теряет специфические свойства гироскопа.

При совмещении этих осей под действием момента $M_н$ вследствие потери гироскопических свойств рамка вместе с кожухом начнет ускоренно вращаться вокруг оси наружной рамки карданова подвеса.

Таким образом, при совмещении оси ротора гироскопа и оси наружной рамки кардана правильность показаний прибора при выполнении самолетом фигур высшего пилотажа не может быть гарантирована. Для предотвращения совмещения осей применяют различные устройства. Вариант такого устройства с неподвижным упором представлен на рис. VIII.23.

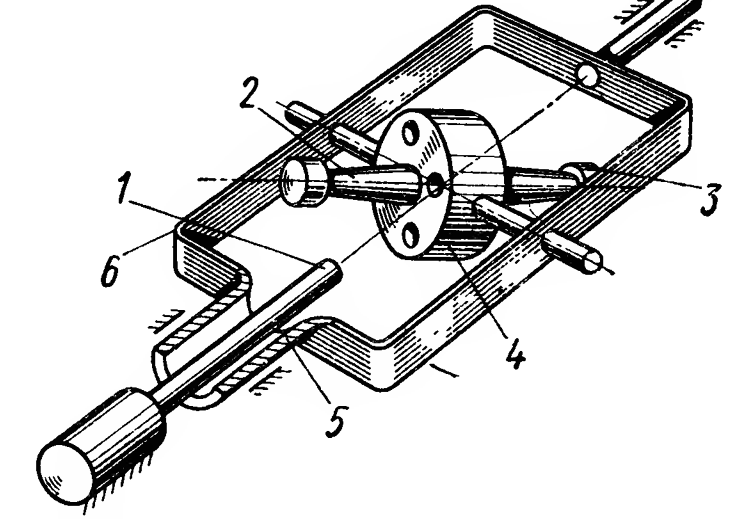


Рис. VIII.23. Гировертикаль с упором:

1 — упор; *2* — стержень; *3* — шайба; *4* — кожух; *5* — полая ось; *6* — наружная рамка

Через полую ось *5* наружной рамки карданова подвеса пропущен упор *1*, а на кожухе *4* ротора гироскопа установлен стержень *2* с шайбой *3*. При опасном сближении оси ротора гироскопа с осью наружной рамки *6* кардана шайба соприкасается с неподвижным упором, и реакция упора создает реактивный момент, вектор которого направлен по оси внутренней рамки кардана. Этот момент вызывает прецессию гироскопа вокруг оси наружной рамки кардана. Шайба *3*, скользя по поверхности упора *1*, обойдет его, и совмещения осей не произойдет. Однако при таком способе предотвращения совмещения осей после совершения фигуры высшего пилотажа гироскоп все-таки отклоняется от направления истинной вертикали на угол, по меньшей мере, равный углу недохода оси ротора до совмещения с осью рамки.

Другим примером прибора, применяемого на самолетах, выполняющих фигуры высшего пилотажа, может служить авиагоризонт, показанный на рис. VIII.24. В этом авиагоризонте угол между осью наружной рамки кардана и осью ротора гироскопа автоматически поддерживается примерно равным 90° при любых эволюциях самолета, благодаря чему гироскоп сохраняет постоянно свою максимальную устойчивость. При этом гиромотор *6* (рис. VIII.24) и наружная рамка *5* подвешены на подшипниках в следящей рамке *4*, которая автоматически удерживается электродвигателем *1* в таком положении, чтобы ось рамки *5* была перпендикулярна к оси ротора гироскопа. Чувствительным элементом, регистрирующим нарушение перпендикулярности осей и включающим электродвигатель *1*, который восстанавливает перпендикулярность осей, является выключатель *3*, укрепленный на наружной рамке *5*, и скользящий контакт *2*, связанный с кожухом гиромотора.

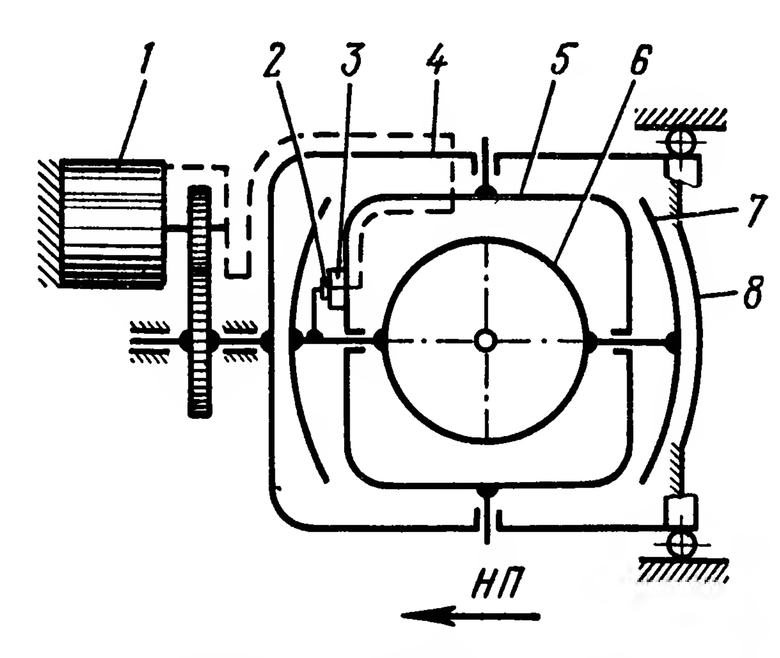


Рис. VIII.24. Кинематическая схема АГИ:

1 — электродвигатель отработки; *2* — контакт выключателя; *3* — выключатель электродвигателя; *4* — следящая рамка; *5* — наружная рамка карданова подвеса; *6* — гиромотор; *7* — сферическая шкала; *8* — силуэт самолета

Прецизионные гировертикали [7]. Важным элементом в инерциальной системе является прецизионная (точная) гировертикаль. Рассмотрим основные принципы ее построения.

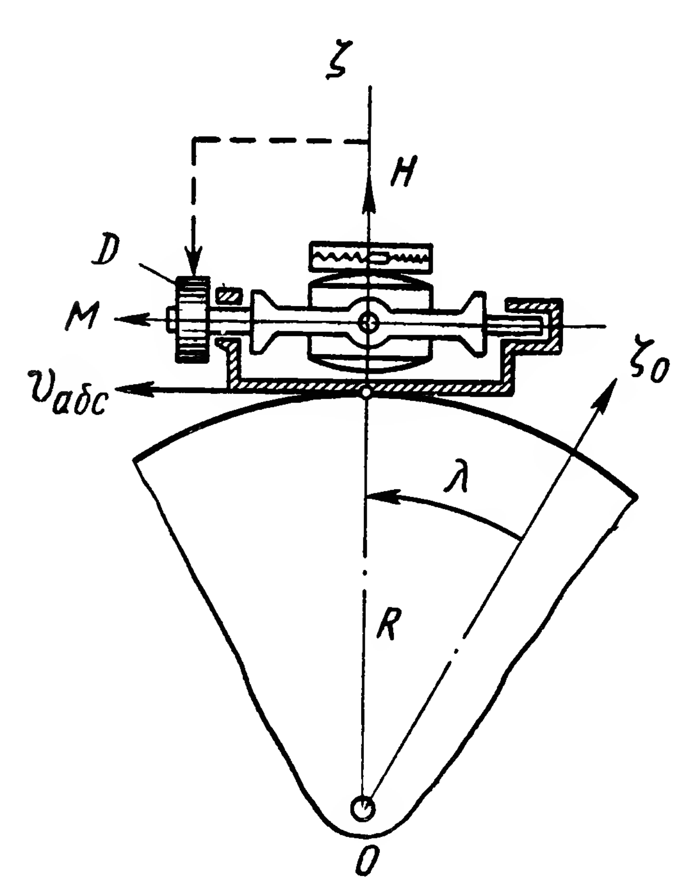


Рис. VIII.25. Анализ движения прецизионной гировертикали

В некоторых случаях для определения направления истинной вертикали используется астатический гироскоп. При этом в начале полета ось ротора астатического гироскопа совмещают с направлением истинной вертикали. В процессе полета вследствие того, что направление истинной вертикали поворачивается в пространстве с угловой скоростью, равной $\frac{v_{абс}}{R}$ (рис. VIII.25), а астатический гироскоп сохраняет направление неизменным в абсолютном пространстве, ось ротора гироскопа отклоняется от направления истинной вертикали с угловой скоростью $\frac{v_{абс}}{R}$, где $v_{абс}$ — абсолютная линейная скорость самолета.

Абсолютная линейная скорость $v_{абс}$ составляет сумму относительной V и переносной линейной скорости, возникающей

вследствие суточного вращения Земли. Максимальная угловая скорость поворота направления истинной вертикали в пространстве равна

$$\frac{v}{R}+u=\frac{v+uR}{R}=\frac{v_{абс}}{R}.$$

Для уменьшения скорости отклонения оси ротора гироскопа от направления истинной вертикали с помощью моментного датчика D наложим на гироскоп момент внешних сил, равный M (рис. VIII.25).

Под действием момента M гироскоп прецессирует с угловой скоростью

$$\omega=\frac{M}{H}.$$

Если в начале движения ось ротора гироскопа совпадает с направлением истинной вертикали, а затем угловая скорость поворота оси ротора гироскопа равна угловой скорости $\frac{v_{абс}}{R}$ поворота направления истинной вертикали в пространстве, то ось ротора гироскопа неизменно следит за направлением истинной вертикали.

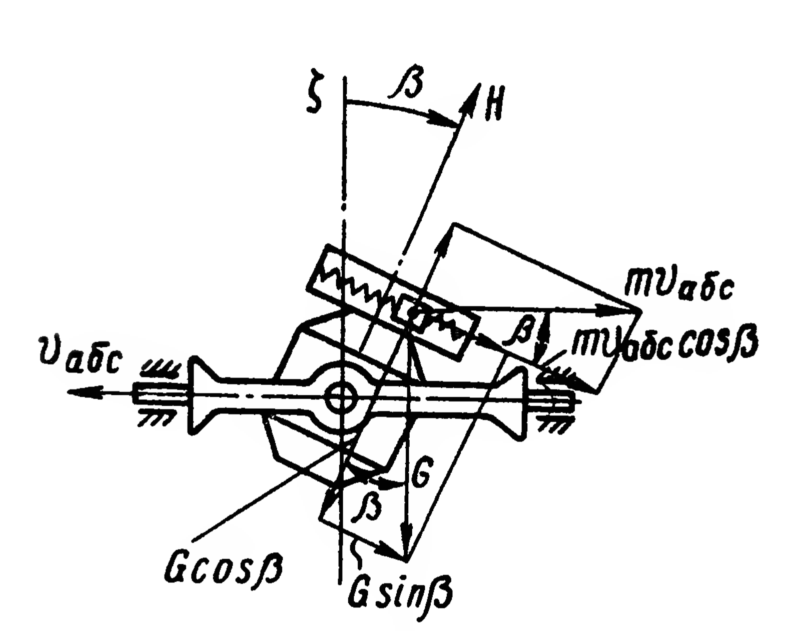


Рис. VIII.26. Влияние составляющей силы тяжести при наклоне акселерометра гировертикали

При этом

$$\frac{v_{абс}}{R}=\frac{M}{H},$$

откуда

$$M=H\frac{v_{абс}}{R}. \qquad (VIII.108)$$

Если ось ротора гироскопа направлена по истинной вертикали, то с акселерометра, установленного на кожухе гироскопа и расположенного в горизонтальной плоскости, снимается сигнал, пропорциональный ускорению $\dot{v}_{абс}$. Если акселерометр отклонен от плоскости горизонта (рис. VIII.26), то сила, «действующая» на акселерометр,

$$F=m\dot{v}_{абс}\cos\beta+G\sin\beta.$$

При малых углах β сигнал, снимаемый с акселерометра, будет

$$i_1=n_1(m\dot{v}_{абс}+G\beta)=n_1m(\dot{v}_{абс}+g\beta),$$

где n_1 — коэффициент пропорциональности.

После интегрирования сигнала i_1 имеем

$$i_2=n_2\int\dot{v}_{абс}\,dt+n_2\int g\beta\,dt+C_1$$

или

$$i_2=n_2v_{абс}+n_2g\int\beta\,dt+C_1. \qquad (VIII.109)$$

Если предположить, что в соответствии с начальными условиями $C_1 = 0$ и ось ротора гироскопа следит за направлением истинной вертикали, то $\beta = 0$ и

$$i_2 = n_2 v_{абс},$$

а корректирующий момент

$$M_к = n i_2 = n_2' v_{абс}. \qquad \text{(VIII.110)}$$

выбирая

$$\frac{M_к}{H} = \frac{v_{абс}}{R} = \frac{n_2' v_{абс}}{H}, \qquad \text{(VIII.111)}$$

получим

$$n_2' = \frac{H}{R}.$$

В этом случае $\beta \equiv 0$, и ось ротора гировертикали следит за направлением истинной вертикали.

Однако вследствие действия моментов сил сопротивления в подшипниках осей карданова подвеса, остаточной несбалансированности элементов гироскопа и других причин реальный гироскоп подвержен возмущениям и предположение о равенстве $\beta = 0$ нарушается.

Имея в виду соотношения (VIII.109) и (VIII.110), получим выражение для корректирующего момента

$$M_к = n_2' v_{абс} + n_2' g \int \beta \, dt + C_1'. \qquad \text{(VIII.112)}$$

Составим уравнения движения гировертикали. Замечая, что гироскопический момент, действующий вокруг оси наружной рамки кардана,

$$M_г = H\left(\dot{\beta} - \frac{v_{абс}}{R}\right)$$

и учитывая действие корректирующего момента (VIII.112), имеем

$$H\left(\dot{\beta} - \frac{v_{абс}}{R}\right) + n_2' v_{абс} + n_2' g \int \beta \, dt + C_1' = 0$$

или

$$\dot{\beta} + \frac{n_2'}{H} g \int \beta \, dt = \frac{v_{абс}}{R} - \frac{n_2'}{H} v_{абс} - \frac{C_1'}{H} = \left(\frac{1}{R} - \frac{n_2'}{H}\right) v_{абс} - \frac{C_1'}{H}. \qquad \text{(VIII.113)}$$

Дифференцируя равенство (VIII.113), получим

$$\ddot{\beta} + \frac{n_2'}{H} g\beta = \left(\frac{1}{R} - \frac{n_2'}{H}\right) \dot{v}_{абс}. \qquad \text{(VIII.114)}$$

Если выбрать параметры коррекции так, чтобы выполнялось условие

$$\frac{1}{R} = \frac{n_2'}{H}, \qquad \text{(VIII.115)}$$

то по-прежнему имеем

$$n_2' = \frac{H}{R}, \qquad \text{(VIII.116)}$$

и дифференциальное уравнение (VIII.114) движения гировертикали принимает вид

$$\ddot{\beta} + \frac{n_2'}{H} g\beta = 0 \qquad \text{(VIII.117)}$$

или, используя условие (VIII.116), получим однородное линейное дифференциальное уравнение

$$\ddot{\beta} + \frac{g}{R}\beta = 0, \qquad \text{(VIII.118)}$$

решением которого будет

$$\beta = \beta_0 \sin\sqrt{\frac{g}{R}}\,t + C_1'', \qquad \text{(VIII.119)}$$

где β_0 — начальное отклонение оси ротора гироскопа от направления истинной вертикали, зависящее от начальных условий.

Период свободных колебаний гировертикали

$$T_{с.к} = 2\pi\sqrt{\frac{R}{g}} = 84{,}4 \text{ мин.}$$

Если ось ротора такой вертикали в начале полета установлена по направлению истинной вертикали, то в процессе произвольного полета (в данном случае лишь по дуге большого круга Земли) ось ротора гироскопа удерживается на направлении истинной вертикали. Гировертикаль не обладает ни скоростными, ни баллистическими погрешностями.

Если же ось ротора гировертикали вследствие каких-либо причин (трение в осях карданова подвеса, несбалансированность и др.) отклонилась от направления истинной вертикали, то после этого она совершает незатухающие гармонические колебания около направления истинной вертикали с периодом 84,4 *мин.*

Рассмотренная коррекция гировертикали называется интегральной коррекцией.

В результате интегрирования ускорений, измеряемых акселерометрами, соответствующие сигналы i_1, i_2 будут пропорциональны составляющим абсолютной скорости полета по направлениям осей чувствительности акселерометров. Интегрируя эти сигналы, еще раз можно получить соответствующие составляющие пути, пройденного самолетом в абсолютном пространстве. Однако при измерении пути, пройденного самолетом, не обязательно применять гировертикаль с интегральной коррекцией.

Инерциальная система, основанная на интегрировании коррекционных моментов гировертикали. Представим гировертикаль (см. рис. VIII.25), корректирующий электродвигатель которой развивает момент $M_к$. Пусть также действие моментов внешних сил (трение в опорах осей кардана, моменты от несбалансированности элементов гироскопа и др.) выражается моментом вредных сопротивлений $M_{в.с}$.

При этом движение гироскопа определяется уравнением

$$H\left(\dot{\beta}-\frac{v_{абс}}{R}\right)+M_к+M_{в.с}=0,$$

откуда

$$v_{абс}=\frac{R}{H}M_к+R\dot{\beta}+\frac{R}{H}M_{в.с}. \qquad (VIII.120)$$

Интегрируя равенство (VIII.120), имеем

$$\int v_{абс}\,dt=\frac{R}{H}\int M_к\,dt+R\int\dot{\beta}\,dt+\frac{R}{H}\int M_{в.с}\,dt+C, \qquad (VIII.121)$$

где $\int v_{абс}\,dt$ — путь, пройденный самолетом относительно абсолютного пространства. Обозначая этот путь через $S_{абс}$, получим

$$S_{абс}=\frac{R}{H}\int M_к\,dt+R\beta+\frac{R}{H}\int M_{в.с}\,dt+C.$$

Пренебрегая величиной момента $M_{в.с}$ вредных сопротивлений в предположении, что в прецизионном гироскопе он мал, и выбирая начальные условия так, чтобы $C = 0$, окончательно имеем

$$S_{абс}=\frac{R}{H}\int M_к\,dt+R\beta,$$

где β — угол отклонения оси ротора гироскопа от направления истинной вертикали в момент отсчета пройденного пути. Если в момент отсчета пройденного пути угол $\beta = 0$, то

$$S_{абс}=\frac{R}{H}\int M_к\,dt. \qquad (VIII.122)$$

Из уравнения (VIII.122) видно, что, интегрируя коррекционный момент, действующий на гировертикаль, получим в соответствующем масштабе путь, пройденный самолетом относительно абсолютного пространства независимо от типа корректирующего устройства и независимо от предыстории изменения погрешностей (угол β) гировертикали, если в момент отсчета пройденного пути $\beta = 0$. Вычитая из пути $S_{абс}$, пройденного самолетом в абсолютном движении, переносное движение от вращения Земли, определим путь, пройденный самолетом относительно Земли.

8. КУРСОВЫЕ ГИРОСКОПИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Курсовые гироскопические системы предназначены для определения и задания углов курса корабля, самолета и других подвижных объектов.

К курсовым системам относятся гирополукомпасы, гиромагнитные компасы и гирокомпасы.

В гирополукомпасах используется способность гироскопа эффективно сопротивляться внешним возмущениям и в течение некоторого времени сохранять почти неизменное направление в азимуте.

В гиромагнитных системах гироскоп не является чувствительным элементом, а применяется в сочетании с магнитным или индукционным компасом и служит стабилизатором, предохраняющим магнитный компас от вредного влияния внешних возмущений.

В гирокомпасах для создания направляющего момента, устанавливающего ось ротора гироскопа по направлению меридиана, используется эффект суточного вращения Земли.

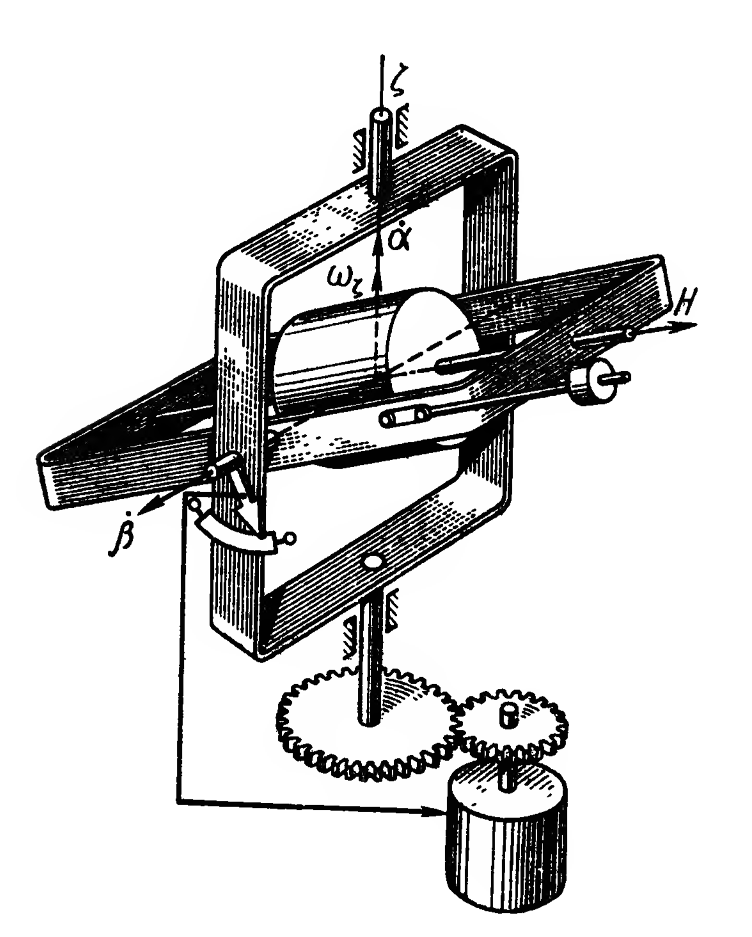


Рис. VIII.27. Гирополукомпас

Гирополукомпасы [7]. Гирополукомпас представляет собой астатический гироскоп с тремя степенями свободы, ось ротора которого удерживается в плоскости горизонта с помощью разгрузочного электродвигателя (рис. VIII.27). Электродвигатель управляется выключателем и устанавливает ось ротора гироскопа по направлению перпендикуляра к плоскости наружной рамки. Ось наружной рамки кардана гирополукомпаса устанавливается параллельно нормальной оси самолета.

В результате суточного вращения Земли и движения самолета ось ротора астатического гироскопа, удерживаемая примерно в плоскости горизонта, поворачивается относительно меридиана с угловой скоростью

$$\omega_\zeta = -u \sin\varphi - \frac{v_E}{R} \operatorname{tg}\varphi, \qquad \text{(VIII.123)}$$

где v_E — восточная составляющая скорости самолета;

ω_ζ — угловая скорость поворота плоскости меридиана относительно истинной вертикали.

Если курс самолета отсчитывается от направления выбранной ортодромии, а не относительно географического меридиана, то в полете скорость отклонения оси ротора свободного гироскопа от заданной ортодромии

$$\omega_\zeta = -u \sin\varphi - \frac{v_\delta}{R} \operatorname{tg}\delta, \qquad \text{(VIII.124)}$$

где δ — боковое отклонение самолета от выбранной ортодромии;

v_δ — горизонтальная проекция скорости полета на направление бокового отклонения.

Считая, что в полете отклонение от выбранной ортодромии не велико, угловой скоростью $\frac{v_\delta \operatorname{tg}\delta}{R}$ практически пренебрегают. Для того чтобы внести поправку на вращение Земли, достаточно знать широту местонахождения самолета.

Если вокруг оси внутренней рамки кардана наложить момент, величина которого зависит от синуса угла широты места, то скорость прецессии оси ротора гироскопа в азимуте будет соответствовать уравнению (VIII.124). Гирополукомпас с коррекцией на вращение Земли служит указателем направления ортодромии.

При отклонении оси наружной рамки гирополукомпаса от истинной вертикали возникает так называемая геометрическая погрешность кардана (карданная погрешность), присущая любому карданову подвесу, которая исчезает при выравнивании самолета.

Для устранения геометрической погрешности кардана ось его наружной рамки следует стабилизировать на направлении истинной вертикали.

На вираже и при гармонических колебаниях самолета относительно продольной и поперечной осей или вообще в случае движения оси наружной рамки кардана по образующей круглого конуса возникает так называемая виражная погрешность гирополукомпаса. Она появляется в результате воздействия разгрузочного электродвигателя или трения в опорах оси наружной рамки карданова подвеса. При вираже эти моменты вызывают прецессию гироскопа в наклонной плоскости, что приводит к неизменно возрастающему отклонению оси ротора гироскопа в азимуте (см. § 3 настоящей главы).

Для уменьшения виражной погрешности гирополукомпаса скорость прецессии оси ротора гироскопа, возникающая под действием разгрузочного электродвигателя, должна быть по возможности минимальной.

Гиромагнитные компасы [1], [7]. Примером гиромагнитного компаса может служить гироиндукционный компас ГИК, схема которого приведена на рис. VIII.28. Гироиндукционный компас состоит из следующих основных элементов: гирополукомпаса, индукционного магнитного элемента, коррекционного магнитного элемента, указателя с лекальным устройством, устраняющим погрешности дистанционных передач, и выключателя коррекции, разрывающего цепь азимутальной и горизонтальной коррекции гирополукомпаса на вираже. При рассогласовании направления результирующего магнитного потока в индукционном чувствительном элементе с потоком в соединенном с ним сельсине коррекционного механизма электродвигатель отрабатывает сельсин в согласованное положение. При рассогласовании щеток потенциометра корректирующего механизма и азимутального положения гироскопа сигнал, снимаемый с диаметральных отводов коррекционного механизма после усиления, приводит во вращение электродвигатель *1*, поворачивающий через редуктор щетки *3* кольцевого потенциометра *2* в сторону отклонения гироскопа. Гироиндукционному компасу также присущи карданная и виражная погрешности. Кроме того, гиромагнитные компасы обладают погрешностями, к которым относятся остаточная девиация, неточное введение поправки на магнитное отклонение и др.

Азимутальная коррекция гирополукомпаса также порождает погрешности гироиндукционного компаса на вираже.

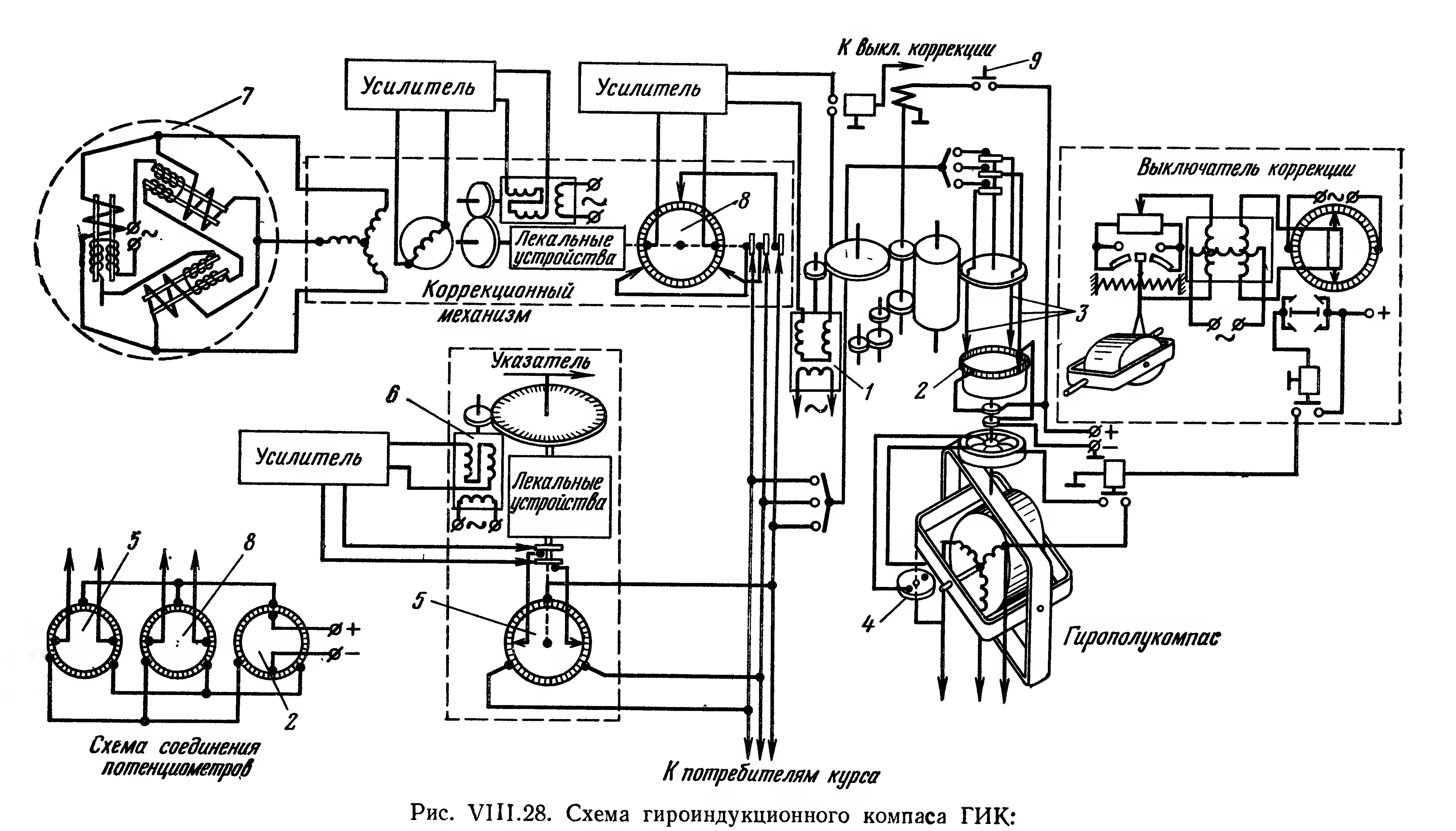


Рис. VIII.28. Схема гироиндукционного компаса ГИК:

1 — двухфазный асинхронный двигатель; *2* — кольцевой потенциометр гироскопа; *3* — щетки; *4* — жидкостной переключатель; *5* — кольцевой потенциометр указателя; *6* — двигатель; *7* — индукционный чувствительный элемент; *8* — кольцевой потенциометр коррекционного механизма; *9* — кнопка согласования

Поворотная погрешность магнитного компаса меняет свой знак 2 раза за время одного полного витка виража, и время прецессии гироскопа под действием момента азимутальной коррекции равно примерно половине периода виража.

Для уменьшения погрешности гиромагнитных и гироиндукционных компасов азимутальную коррекцию на время виража и при полетах с ускорением выключают.

Гирокомпасы [2], [7]. Гироскопический компас является усовершенствованным гироскопом с двумя степенями свободы и в нем использована способность гироскопа устанавливаться по направлению проекции вектора угловой скорости вращения платформы на плоскость, перпендикулярную оси его прецессии.

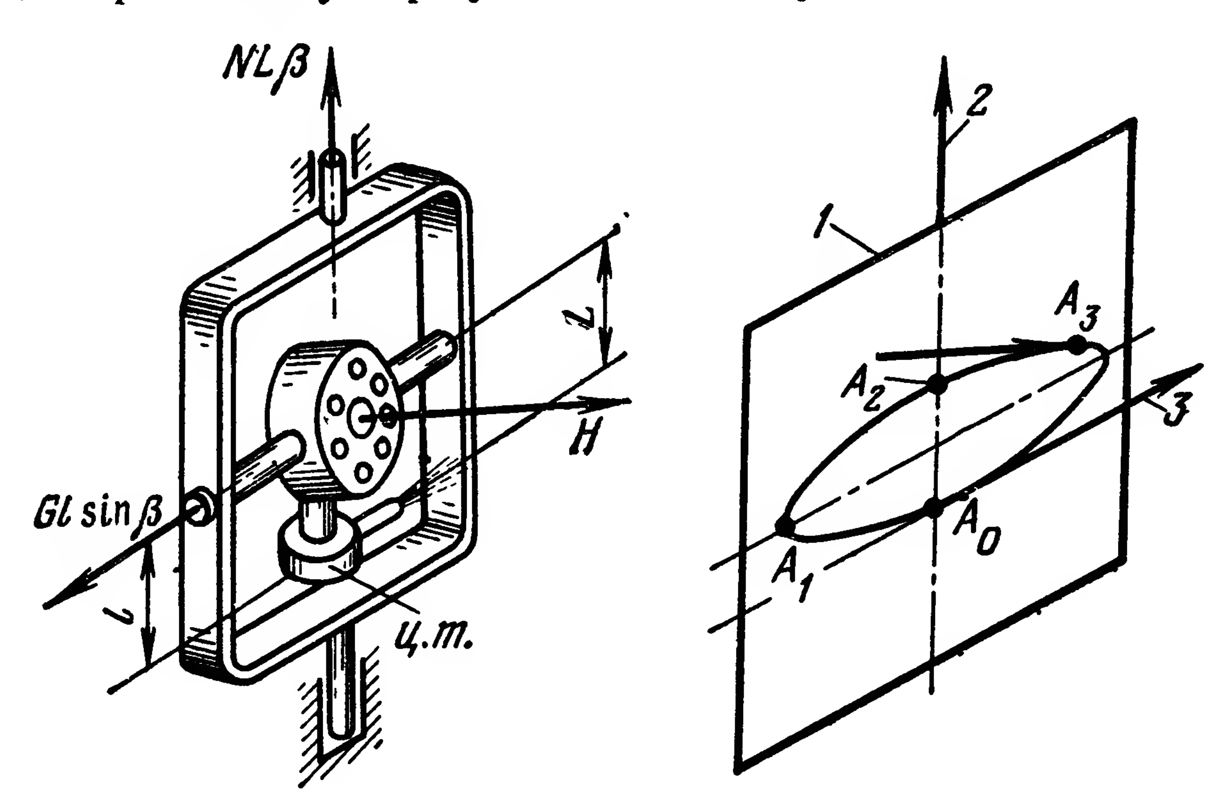


Рис. VIII.29. Принципиальная схема гирокомпаса:

1 — изображающая плоскость; 2 — след плоскости меридиана; 3 — след плоскости горизонта

Современные корабли оборудованы более сложными гироскопическими компасами.

Гирокомпас (рис. VIII.29) представляет собой трехстепенной гироскоп, ось ротора которого удерживается примерно в плоскости горизонта, а центр тяжести смещен вниз по отношению к оси внутренней рамки кардана. Если ось ротора гирокомпаса расположена на пересечении меридиана и плоскости горизонта (точка A_0), а вектор кинетического момента направлен к северу, то вследствие суточного вращения Земли ось ротора гирокомпаса отклоняется к востоку и поднимается над плоскостью горизонта (от A_0 и A_1). С подъемом оси ротора гироскопа над плоскостью горизонта возникает маятниковый момент $Gl \sin \beta$, где G — вес гиромотора, l — смещение центра тяжести гиромотора относительно оси внутренней рамки кардана, β — угол подъема оси ротора гироскопа над плоскостью горизонта.

Маятниковый момент $Gl \sin \beta$, вектор которого направлен по оси внутренней рамки кардана на запад, вызовет прецессию к западу ($A_1 \rightarrow A_3$); когда ось ротора гироскопа вновь пересекает меридиан

(положение A_2), вращение Земли вызывает движение оси ротора гироскопа к плоскости горизонта, при этом маятниковый момент уменьшается и ось ротора гироскопа вследствие преобладающего влияния суточного вращения Земли снова движется к востоку ($A_3 \rightarrow A_0 \rightarrow A_1$). В результате ось ротора гирокомпаса совершает незатухающие гармонические колебания около направления меридиана, описывая на изображающей плоскости эллипс, вытянутый в направлении горизонта. Для погашения этих колебаний применяется специальное устройство, представляющее собой, например, сопло, через которое под давлением, создаваемым быстро вращающимся ротором, выбрасывается струя воздуха.

При отклонении оси ротора гироскопа от направления перпендикуляра к плоскости наружной рамки кардана сила реакции воздушной струи, выбрасываемой ротором, создает момент $NL\beta$ (N — соответствующий постоянный коэффициент, L — плечо), вектор которого направлен по оси наружной рамки кардана, а величина пропорциональна углу β. Такую же пару с вертикальной осью, как и пару, создаваемую реакцией струи, выбрасываемой ротором, можно получить с помощью моментного датчика, установленного на оси наружной рамки кардана гироскопа, управляемого датчиком угла поворота гироскопа вокруг оси внутренней рамки его кардана.

Направляющий момент $Hu \cos \varphi$ обычно весьма мал, поэтому для уменьшения моментов сил сопротивления трения в опорах гироскопа взвешивают гироскопический узел в жидкости, применяют торсионные подвесы со специальной следящей системой и др.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Браславский Д. А., Логунов С. С., Пельпор Д. С.** Авиационные приборы. Изд. второе, М., Изд-во «Машиностроение», 1964, с. 443-627. Прикладная теория гироскопов. Изд. второе, М., ГИТТЛ. 1955, с. 9—199.
2. **Булгаков Б. В.** Прикладная теория гироскопов. Изд. второе, М., ГИТТЛ, 1955, с. 9—199.
3. **Граммель Р.** Гироскоп, его теория и применение. Пер. со 2-го нем. издания Г. А. Вольперта. Т. I и II, М., ИЛ. 1952, с. 318 и 352.
4. **Ишлинский А. Ю.** Механика гироскопических систем. М., Изд. АН СССР, 1963, с. 144—151.
5. **Николаи Е. Л.** Теория гироскопов. Л. Гостехиздат, 1948, 171 с.
6. **Николаи Е. Л.** Гироскоп в кардановом подвесе. Изд. 2-е, М., изд-во «Наука», 1964, 136 с.
7. **Пельпор Д. С.** Гироскопические приборы и автопилоты. М., изд-во «Машиностроение», 1964, 390 с.
8. **Пельпор Д. С.** Теория гироскопических стабилизаторов, М., изд-во «Машиностроение», 1965, 348 с.
9. **Ривкин С. С.** Теория гироскопических устройств. Ч. I и II., Л., Судпромгиз, 1962, 1964, с. 508 и 548.
10. **Ройтенберг Я. Н.** Гироскопы. М., изд-во «Наука», 1966, 400 с.
11. **Сломянский Г. А., Прядилов Ю. Н.** Поплавковые гироскопы и их применение. М., Оборонгиз, 1958, 244 с.

ГЛАВА IX

ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ (ОИУ)

В ряде систем автоматического управления для приема, передачи или обработки информации применяются оптико-электронные устройства, использующие естественное или искусственное излучение электромагнитных колебаний оптического диапазона. Оптико-электронное принимающее устройство является чувствительным элементом, воспринимающим информацию в виде лучистой энергии и преобразующим ее в электрические сигналы.

Сложные оптико-электронные системы осуществляют прием, передачу, усиление и преобразование управляющих сигналов. Такие функции выполняют, например, оптико-электронные координаторы цели. В этом случае оптико-электронные системы являются конструктивным элементом систем автоматического наведения и самонаведения летательных аппаратов (ЛА), принимающим лучистую энергию, несущую информацию об объекте, и преобразующим ее в электрические сигналы о координатах объекта, управляющие последующими звеньями схемы управления. Оптико-электронные системы могут применяться во всех случаях решения задачи встречи и являются единственным средством автоматизации процессов наведения и самонаведения ЛА при использовании в качестве информации электромагнитной энергии оптического диапазона. Так как излучение электромагнитной энергии оптического диапазона свойственно всем материальным телам в любых практически встречающихся условиях (кроме случая, когда температура тела равна абсолютному нулю), то принципиально автоматические приборы взаимного наведения и самонаведения ЛА с оптико-электронными системами можно построить на пассивном принципе наведения, т. е. без облучения объекта электромагнитной энергией. Поэтому оптико-электронные приборы наведения и самонаведения являются наиболее простыми, малогабаритными и экономически выгодными средствами управления ЛА, создающими ряд важных тактических преимуществ ввиду скрытности их действия. Безусловно, не следует переоценивать возможности оптико-электронных систем и считать их наилучшими во всех случаях. Их применение связано с некоторыми трудностями, которые обусловлены особенностями излучения объектов и фонов и прохождением электромагнитной энергии в атмосфере на большие

дальности, а также с техническими возможностями практического создания совершенных приемников лучистой энергии для частот, соответствующих полосам прозрачности атмосферы. Тем не менее, в последние годы качество оптико-электронных следящих систем достигло высокого уровня и они широко и успешно применяются в астрономии, авиации, ракетной технике и космонавтике. Особенно эффективно их применение в космическом пространстве и в атмосфере за пределами тропосферы, где помехи от фонов менее существенны, а потери на прохождение лучистой энергии практически ничтожны.

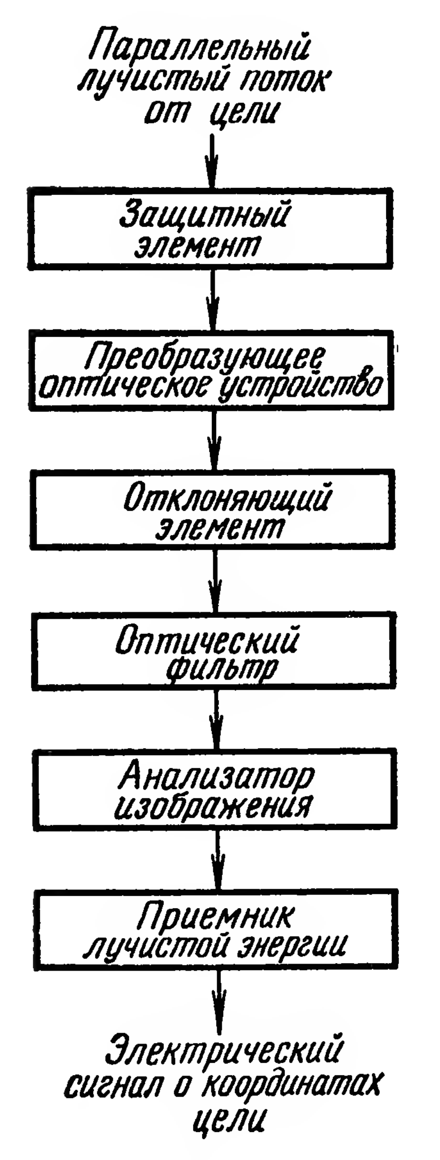


Рис. IX.1. Блок-схема принимающей оптико-электронной системы

Оптико-электронные системы широко распространены в различной лабораторной автоматической регистрирующей и управляющей аппаратуре с бесконтактными чувствительными элементами, основанными на использовании инфракрасного, светового или ультрафиолетового излучения. В этом случае дальности до объекта измерения, а следовательно, и потери лучистой энергии в воздухе малы.

Важнейшим элементом принимающей оптической системы (рис. IX.1) является преобразующее оптическое устройство, предназначенное для преобразования несущего информацию об объекте параллельного лучистого потока и формирования изображения в картинной плоскости прибора. В ряде случаев преобразующим оптическим устройством является объектив, фокусирующий параллельный лучистый поток в фокальной плоскости, в которой устанавливается приемник лучистой энергии (ПЛЭ) или анализатор изображения. Кратко оптическое преобразующее устройство часто называется объективом. Для исключения влияния излучения фонов и искусственных помех в принимающие оптические системы включаются фильтры, ограничивающие рабочий диапазон длин волн лучистой энергии. Выделение полезного сигнала в общем потоке лучистой энергии, проходящем через оптическую систему прибора, и определение полярных координат излучающего объекта осуществляется с помощью анализатора изображения, также являющегося частью оптической системы. Для изменения направления оси оптической системы или ее части при осуществлении поиска объекта и слежения за ним в оптико-электронную принимающую систему необходимо включить отклоняющий элемент. Если, например, оптические приборы работают в условиях влаги, горячих и химических цехов или устанавливаются в головной части ЛА и подвержены воздействию встречного потока воздуха, то они снабжаются защитным элементом в виде обтекателя (колпака) или пластины. Защитный элемент должен быть прозрачным для рабочего диапазона длин волн излучения.

1. ОПТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ (ОИУ)

Оптические преобразующие системы оптико-электронных измерительных устройств (ОИУ) предназначаются для преобразования параллельного лучистого потока, излучаемого объектом и несущего информацию о его угловых координатах, и формирования изображения объекта в картинной плоскости ОИУ автоматических систем сопровождения и самонаведения.

При автоматическом слежении за удаленными объектами угловые размеры последних, как правило, малы. Точность слежения в значительной степени определяется размером точечного изображения объекта в картинной плоскости ОИУ, так как этот размер лимитирует выбор разрешающей способности приемника лучистой энергии (ПЛЭ) и общую разрешающую способность устройства по отношению к угловым координатам объекта. Чем меньше размер изображения объекта, тем точнее определяются его угловые координаты. Следовательно, в первую очередь преобразующая оптическая система должна обеспечить минимальные размеры изображения объекта в своей картинной плоскости.

Так как на завершающем этапе сопровождения обычно необходимо обеспечить наивысшую точность определения угловых координат объекта, то в этом случае, исходя из свойств центрированных оптических систем, имеющих наилучшее качество изображения на оси, наиболее выгодно иметь изображение объекта в центре поля зрения.

В распространенных на практике преобразующих оптических системах ОИУ с диаметром входного зрачка 50—300 *мм* и сферическими поверхностями размер кружка рассеяния достигает нескольких десятых долей миллиметра. Это объясняется наличием аберраций особенно сферической и хроматической, а также местными технологическими отклонениями в геометрии поверхностей.

Для обеспечения максимальной дальности действия системы сопровождения при определенных мощностях излучения и условиях прохождения электромагнитной энергии по атмосферному каналу связи преобразующая оптическая система должна сконцентрировать в точечном изображении максимально возможную энергию излучения объекта. Степень концентрации лучистой энергии преобразующей оптической системой опредляется ее коэффициентом оптического усиления $k_{о.у}$. Рассмотрим физический смысл и методику вычисления этого коэффициента.

Излучение реальных объектов распространяется в пределах значительного телесного угла. В этих условиях поток $\Phi_{э.п}$, падающий от объекта на приемник лучистой энергии, расположенный в картинной плоскости преобразующей оптической системы, зависит от величины входящего лучистого потока $\Phi_{э.вх}$, падающего на входное отверстие оптической системы, и от ее энергетического коэффициента полезного действия $\eta_{опт}$, определяемого потерями при прохождении излучения от входного отверстия до приемника.

Величина входящего лучистого потока при диаметре входного зрачка оптической системы d, дальности объекта L и его энергетической силе излучения $I_{э.ц}$ при коэффициенте пропускания среды от объекта до ОИУ $\tau_ц$ определяется зависимостью

$$\Phi_{э.вх} = J_{э.ц}\tau_ц \frac{\pi d^2}{4L^2}, \qquad (IX.1)$$

следующей из рассмотрения схемы, изображенной на рис. IX.2.

Энергетический коэффициент полезного действия оптической системы зависит от потерь лучистой энергии при преломлении на оптических поверхностях, на поглощение и рассеяние внутри оптических деталей, а также от виньетирования. С учетом $\eta_{опт}$ поток лучистой энергии, падающий на приемник излучения, выразится формулой

$$\Phi_{э.п} = J_{э.ц}\tau_ц \frac{\pi d^2 \eta_{опт}}{4L^2}. \qquad (IX.2)$$

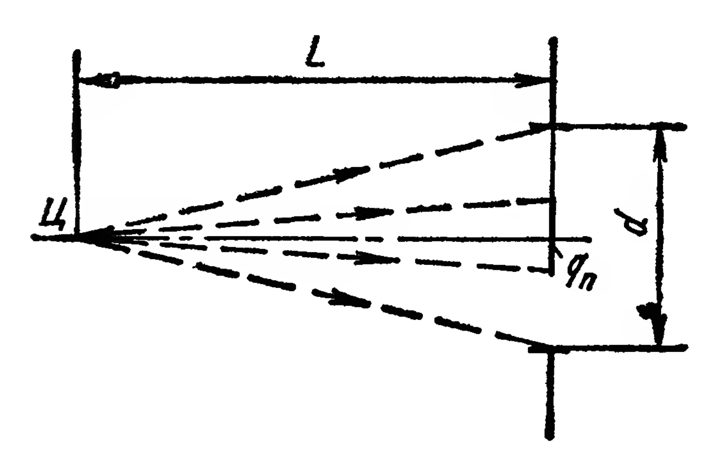


Рис. IX.2. Схема падения лучистого потока от цели на входное отверстие принимающей оптической системы и на приемник излучения без оптической системы

Поток лучистой энергии $\Phi'_{э.п}$, падающий на приемник излучения с площадью $q_п$ при расстоянии L от объекта оптической системы (рис. IX.2), выражается формулой

$$\Phi'_{э.п} = J_{э.ц}\tau_ц \frac{q_п}{L^2}. \qquad (IX.3)$$

Тогда коэффициент оптического усиления преобразующей оптической системы, показывающий во сколько раз ее применение увеличивает падающий на приемник излучения лучистый поток, выражается уравнением

$$K_{о.ц} = \frac{\pi d^2 \eta_{опт.}}{4q_п}. \qquad (IX.4)$$

Следовательно, в целях повышения коэффициента оптического усиления преобразующее оптическое устройство должно обладать максимально возможным при заданных габаритах входным отверстием, минимальным виньетированием, а также иметь минимальное количество преломляющих и отражающих поверхностей и наименьшую толщину оптических деталей, сильно поглощающих излучение рабочего диапазона длин волн. Прозрачные материалы, просветляющие и отражающие покрытия оптических поверхностей, должны иметь наилучшие характеристики в рабочем диапазоне длин волн излучения. В практически применяемых преобразующих оптических устройствах ОИУ коэффициент оптического усиления имеет значения в диапазоне от 25 до 5000. Наибольшее значение коэффициента $k_{оу}$ необходимо в ОИУ, предназначенных для действия на больших дальностях или по слабо излучающим объектам. Коэффициент усиления существенно зависит от площади входного отверстия оптической системы и площадки приемника излучения. Увеличение

площадки приемника излучения приводит к снижению его разрешающей способности и увеличению шумов оптико-электронного измерительного устройства.

Преобразующие оптические системы ОИУ классифицируются на линзовые, зеркальные и зеркально-линзовые системы. Ниже рассматриваются основные типы этих систем.

Линзовые системы. Наиболее рациональным линзовым оптическим преобразующим устройством является система, состоящая из объектива и конденсора (рис. IX.3). Принципиально можно применить и более простую схему, состоящую только из одного линзового объектива, но в этом случае приемник излучения и анализатор изображения нужно расположить в одной и той же фокальной плоскости объектива, что трудно реализовать технически.

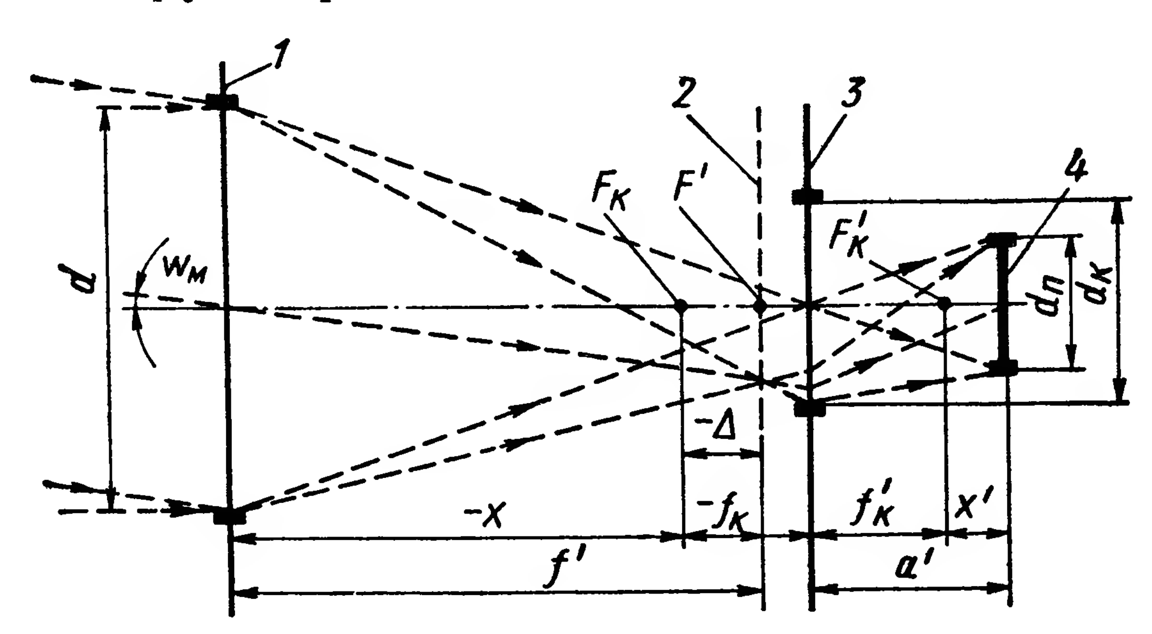


Рис. IX.3. Рациональная линзовая схема оптического преобразующего устройства:

1 — объектив; *2* — плоскость анализатора изображения; *3* — конденсор; *4* — приемник излучения

Конденсор располагается так, чтобы перед ним в фокальной плоскости объектива мог быть установлен анализатор изображения. Размеры и место установки приемника излучения после конденсора необходимо выбирать исходя из того, чтобы конденсор собирал на площадку приемника весь поток лучистой энергии, прошедший через входное отверстие от объекта, находящегося в поле обзора. В этом случае приемник излучения имеет меньшие размеры, что благоприятно отражается на уменьшении шумов и повышении точности определения угловых координат объекта.

Так как отверстие объектива является входным зрачком системы и ограничивает как действующая диафрагма количество лучистой энергии, входящей в прибор, то для обеспечения падения на ПЛЭ всего вошедшего в объектив лучистого потока целесообразно поместить приемник в выходном зрачке оптической системы и сделать размеры его чувствительной площадки равными величине изображения отверстия объектива через конденсор. В целях уменьшения габаритов преобразующей оптической системы и размеров чувствительной площадки приемника целесообразно применять короткофокусный конденсор, устанавливая его на минимально возмож-

ном расстоянии от модулирующего растра анализатора изображения (рис. IX.3).

На основании положений геометрической оптики имеем следующие зависимости для определения основных параметров линзовой системы (рис. IX.3):

для расчета положения приемника излучения

$$a' = \frac{f'_к (f' + \Delta + f'_к)}{f' + \Delta}, \qquad (IX.5)$$

для определения диаметра чувствительной площадки приемника

$$d_п = \frac{da'}{f' + f'_к + \Delta}. \qquad (IX.6)$$

Диаметр отверстия конденсора должен быть таким, чтобы пучок параллельных лучей, вошедших в объектив под максимальным углом $w_м$ поля зрения, прошел через конденсор без виньетирования. При этом крайний верхний луч должен пройти через крайнюю нижнюю точку конденсора. Это условие выполняется, если диаметр конденсора

$$d_к = 2 (f' + f'_к + \Delta) \operatorname{tg} w_м + \frac{d}{f'} (f'_к + \Delta). \qquad (IX.7)$$

Линзовые схемы наибольшее распространение нашли в световой и ультрафиолетовой областях спектра излучения.

Зеркальные системы. Основные преимущества применения зеркальных оптических систем в инфракрасной области достигаются при применении деталей с наружным отражающим слоем, когда лучистый поток не проходит сквозь тело оптической детали, являющейся подложкой зеркального слоя. В качестве материалов подложек используются также металлы и пластмассы, но они значительно уступают кроновым стеклам в отношении возможного качества изготовления поверхности и стабильности ее свойств в условиях эксплуатации. Зеркальный слой должен обладать максимальной спектральной отражательной способностью в рабочем интервале длин волн. Простейшие конструктивные схемы зеркальных оптических преобразующих систем применяются в приборах с защитными элементами в виде плоско-параллельных пластинок. При переднем расположении приемника лучистой энергии оптическая преобразующая система может выполняться в виде одного сферического или параболического зеркала. Недостатком сферических зеркал является наличие сферической аберрации.

Угловой размер кружка рассеяния из-за дифракционных явлений определяется для зеркала с относительным отверстием d/f соотношением

$$\alpha_{дифр} = 2{,}44\lambda/d \ рад, \qquad (IX.8)$$

где λ — длина волны.

Угловой размер $\alpha_{сф}$ кружка рассеяния вследствие сферической аберрации при изображении точечного источника излучения с по-

мощью сферического зеркала определяется приближенной формулой

$$\alpha_{сф} = 7{,}8 \left(\frac{d}{f}\right)^{-3} 10^{-3}\ рад, \qquad (IX.9)$$

обеспечивающей расчет при $\frac{d}{f} \leqslant 1$ с ошибкой менее 3%.

Следовательно, для зеркала со светосилой, равной единице,

$$\frac{\alpha_{сф}}{\alpha_{дифр}} = 3{,}2 \cdot 10^{-3} \frac{d}{\lambda}. \qquad (IX.10)$$

Для диапазона излучения $2_{мкм} < \lambda < 10_{мкм}$ при $d = 100 \div 300$ *мм* и $d/f = 1$ кружок рассеяния от сферической аберрации превышает по диаметру кружок дифракционного рассеяния в 30—500 раз. Влияние астигматизма и кривизны поля параболического зеркала существенно при больших углах поля зрения, так как они растут пропорционально квадрату половины угла поля зрения w. Величина астигматической аберрации достигает размера комы при половине угла поля зрения, определяемого выражением

$$w = 0{,}11 \frac{d}{f}\ рад. \qquad (IX.11)$$

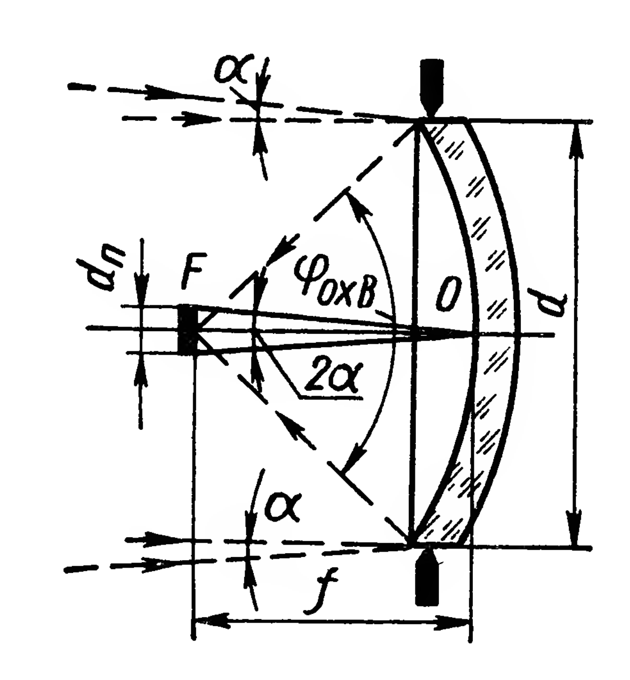


Рис. IX.4. Схема однозеркального оптического преобразующего устройства

Для расчета аберраций параболического зеркала рекомендуются следующие формулы:

для расчета угловой величины диаметра замыкающей окружности комы

$$\alpha_{к} = \frac{1}{8}\left(\frac{d}{f}\right)^2 w\ рад, \qquad (IX.12)$$

(длина пятна комы в полтора раза больше ее диаметра);

для определения угловой величины астигматической разности

$$\alpha_{аст} = \frac{d}{f} w^2\ рад; \qquad (IX.13)$$

для расчета угловой величины аберрации кривизны поля

$$\alpha_{кр} = \frac{1}{4}\frac{d}{f} w^2\ рад. \qquad (IX.14)$$

Схема однозеркальной оптической системы показана на рис. IX.4. Вогнутое зеркало характеризуется диаметром действующего отверстия d, фокусным расстоянием f от вершины отражателя O до главного фокуса F, в котором сходятся лучи, падающие на зеркало параллельно его оптической оси, а также телесным углом охвата

$\omega_{o\,x\text{в}}$ с вершиной в точке F, опирающимся на площадь круга действующего отверстия,

$$\omega_{ox\text{в}} = 2\pi\left(1 - \cos\frac{\varphi_{ox\text{в}}}{2}\right) \text{ стер}, \qquad (IX.15)$$

где $\varphi_{ox\text{в}}$ — плоский угол охвата с вершиной в главном фокусе, опирающийся на диаметр действующего отверстия.

Если объект находится в практической бесконечности и идущие от него лучи параллельны оптической оси, то приемник лучистой энергии устанавливается в главном фокусе отражателя. При конечном диаметре d_n чувствительной площадки ПЛЭ отражатель воспринимает и часть лучей, падающих непараллельно оптической оси в пределах угла $2\alpha = d_n/f$. Существенными недостатками зеркальных оптических систем являются вынужденное экранирование центральной части лучистого потока контррефлектором или корпусом приемника, а также необходимость их герметизации дополнительным прозрачным защитным элементом.

Зеркально-линзовые системы обладают наибольшим количеством коррекционных параметров, среди которых важное значение имеют показатели преломления прозрачного материала линз. Линзы можно использовать и в качестве фильтров, ограничивающих рабочую полосу длин волн лучистой энергии.

В схемах, в которых в качестве первой линзы включается прозрачный сферический обтекатель, представляющий собой мениск, положительную сферическую аберрацию мениска можно использовать для компенсации отрицательной сферической аберрации основного сферического зеркала. Эти мениски характерны тем, что разность ΔR радиусов кривизны их поверхностей и их осевая толщина d_0 существенно меньше каждого радиуса, а основное уравнение их ахроматизации имеет вид

$$\frac{\Delta R}{d_0} \approx \frac{n^2 - 1}{n^2}. \qquad (IX.16)$$

Коррекционные мениски при $\Delta R/d_0$, близком к 0,7, вносят одинаковую положительную сферическую аберрацию, практически независимо от показателя преломления, т. е. от оптической среды, а при $\Delta R/d_0 \approx 0{,}6$ обеспечивают одинаковую весьма малую сходимость в параллельный пучок при неизменной фокусировке, также независимо от показателя преломления.

Для оптимальных значений отношения $\Delta R/d_0 = 0{,}6 \div 0{,}7$ уравнение ахроматизации менисков наилучшим образом удовлетворяется при значениях показателя преломления $n = 1{,}58 \div 1{,}83$.

Приемник лучистой энергии может быть расположен впереди основного отражателя в непосредственной близости от плоскости анализатора изображения (рис. IX.5).

В связи с созданием охлаждаемых ПЛЭ возникла необходимость в зеркально-линзовых системах, рассчитанных на установку приемника лучистой энергии за основным отражателем. В качестве при-

мера на рис. IX.6 приведена оптическая система с задним расположением большого по габаритам приемника лучистой энергии, построенная на базе высококачественной зеркально-линзовой схемы путем

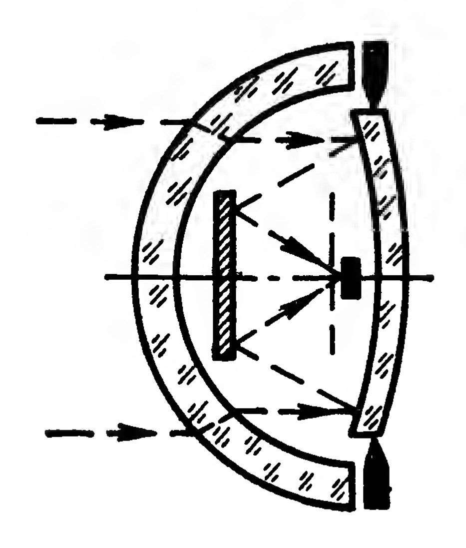


Рис. IX.5. Схема зеркально-линзового оптического преобразующего устройства с параболическим основным отражателем

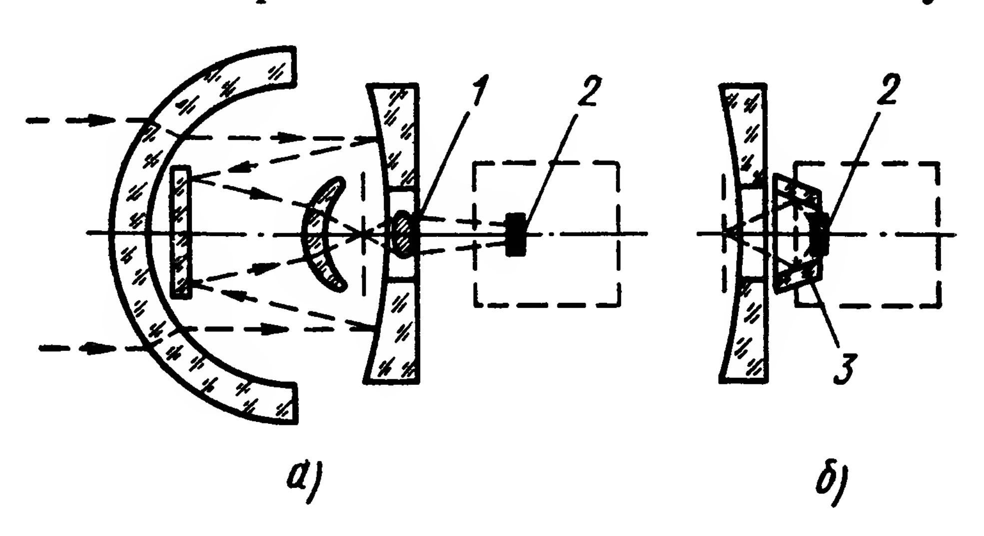


Рис. IX.6. Схемы зеркально-линзовых широкопольных оптических преобразующих устройств с задней установкой охлаждаемых ПЛЭ:

а — с дополнительной линзой; *б* — с конической ловушкой; *1* — дополнительная линза; *2* — охлаждаемый приемник; *3* — зеркальная коническая ловушка

дополнения ее линзой (рис. IX.6, *а*) или конической ловушкой (рис. IX.6, *б*). Штриховыми линиями показаны примерные контуры охлаждаемых приемников. На схеме рис. IX.6, *б* условно показана только часть оптической системы.

2. АНАЛИЗАТОРЫ ИЗОБРАЖЕНИЯ ОИУ

Основными задачами анализатора изображения (АИ) являются пространственная селекция объектов и выработка сигнала, характеризующего положение объекта относительно оптической системы [8].

Для выполнения задачи управления необходимо непрерывно измерять (определять) координаты объекта. Так как изображение объекта движется в картинной плоскости оптического прибора, то АИ вырабатывает сигналы, определяющие положение изображения. Эти сигналы вырабатываются АИ в полярной системе координат в виде угла рассогласования, т. е. угла между линией визирования и оптической осью, и угла фазирования, т. е. угла, определяющего положение плоскости, проходящей через оптическую ось и линию визирования, или в прямоугольной системе координат, когда положение изображения представляется в виде двух углов рассогласования по взаимно перпендикулярным плоскостям.

Сигналы, формируемые АИ, могут иметь линейную или нелинейную зависимость от положения цели, что определяется применяемым АИ, типом конкретной системы и т. д.

Работоспособность ОИУ зависит от отношения полезного сигнала к шуму. Увеличение этого отношения осуществляется оптической фильтрацией (оптическими фильтрами, применением ПЛЭ с заданной спектральной характеристикой), а также модуляцией лучистого потока от объекта с помощью различного рода фильтров.

В данном параграфе основное внимание уделено рассмотрению различных типов АИ.

Анализаторы изображения с амплитудно-фазовой модуляцией. АИ с полудисковым вращающимся растром (этот вариант АИ назовем схемой I) выполнен в виде диска, одна половина которого в рабочем диапазоне длин волн излучения объекта прозрачна, а другая — непрозрачна (рис. IX.7). Растр вращается с постоянной угловой скоростью ω_p вокруг оси оптико-электронной системы.

Если $0 \leqslant \varphi_ц \leqslant \frac{d_p}{2f}$ (рис. IX.7, позиции *1* и *2*), тогда при равномерной чувствительности ПЛЭ величина потока будет изменяться по закону (рис. IX.8,а)

$$\Phi_{э.м} = \frac{\Phi_{э.о}}{2} [1 - m \sin(\omega_p t - \varphi_ф)], \qquad \text{(IX.17)}$$

где m — коэффициент амплитудной модуляции, линейно зависящий от величины угла рассогласования $\varphi_ц$ ($0 \leqslant m \leqslant 1$), и $\varphi_ф$ — угол фазирования, однозначно определяющие положение цели в картинной плоскости.

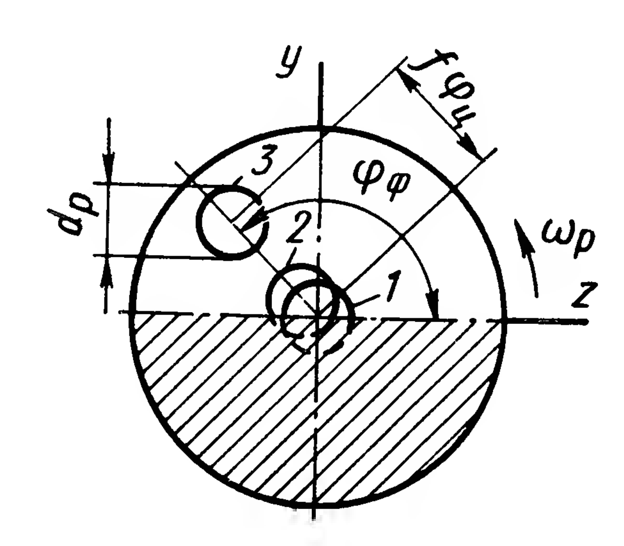


Рис. IX.7. Анализатор изображения с полудисковым вращающимся растром:

d_p — диаметр кружка рассеяния в оптической системе

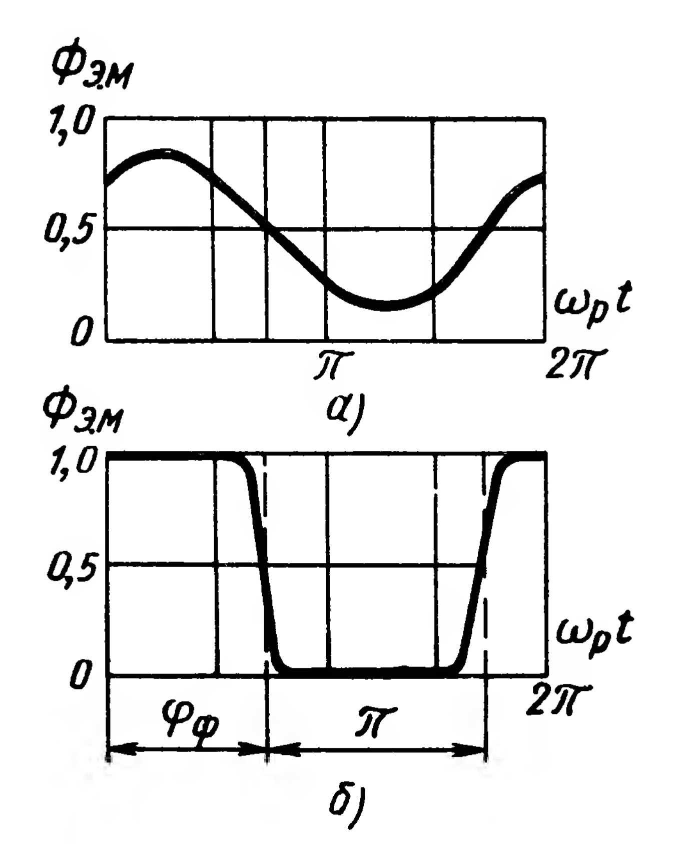


Рис. IX.8. Изменения во времени лучистого потока:

а — при наличии угла рассогласования $0 < \varphi_ц < \frac{d_p}{2f}$; *б* — при угле рассогласования $\varphi_ц > \frac{d_p}{2f}$ ($\Phi_{э.м}$ — модулированный лучистый поток)

При $\varphi_ц > \frac{d_p}{2f}$ (рис. IX.7, позиция *3*) величина потока изменяется приблизительно по закону (рис. IX.8, *б*):

$$\Phi_{э.м} \approx \frac{\Phi_{э.о}}{2} \{1 - \text{sign}[\sin(\omega_p t - \varphi_ф)]\}, \qquad \text{(IX.18)}$$

т. е. в этом случае определяется только угол фазирования $\varphi_ф$.

Анализаторы изображения со сканирующим изображением (схема 2). На рис. IX.9 приведена схема такого АИ. Контррефлектор *1*, нормаль которого N_0 отклонена от оптической оси на постоянный угол, вращается с угловой скоростью ω_p. Растр в виде круговой диафрагмы *2* ограничивает размеры чувствительности площадки ПЛЭ *3*, который установлен непосредственно за растром. Контррефлектор установлен так, что нормаль N_0 описывает в плоскости ПЛЭ окружность диаметром, равным половине диаметра отверстия растра 2.

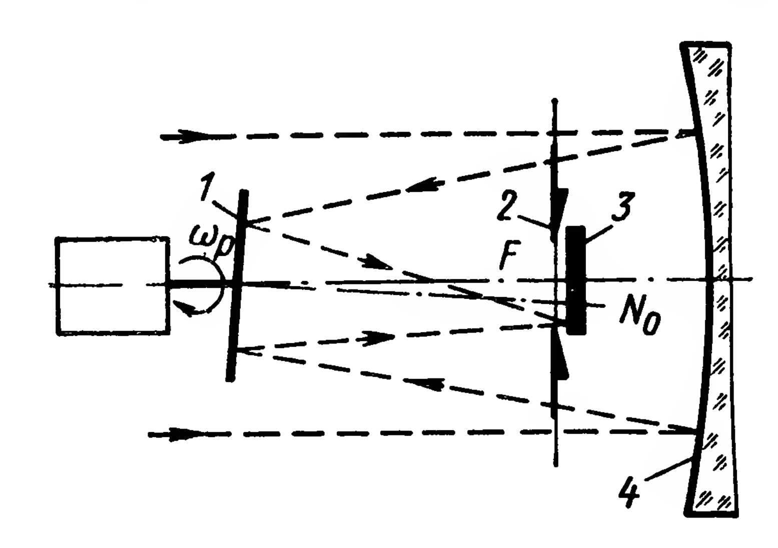


Рис. IX.9. Оптико-электронная схема со сканирующим зеркалом:

1 — электродвигатель и сканирующее зеркало; *2* — отверстие растра; *3* — ПЛЭ; *4* — основное зеркало

При отклонении объекта от направления оптической оси возникает эксцентриситет между окружностью, получаемой от вращения изображения объекта, и окружностью растра (рис. IX.10). Это приводит к модуляции потока. При $0 \leqslant \varphi_ц \leqslant \frac{d_p}{2f}$ характер изменения потока выражается соотношением (IX.17).

При дальнейшем увеличении угла рассогласования $\varphi_ц > \frac{d_p}{2f}$ ха-

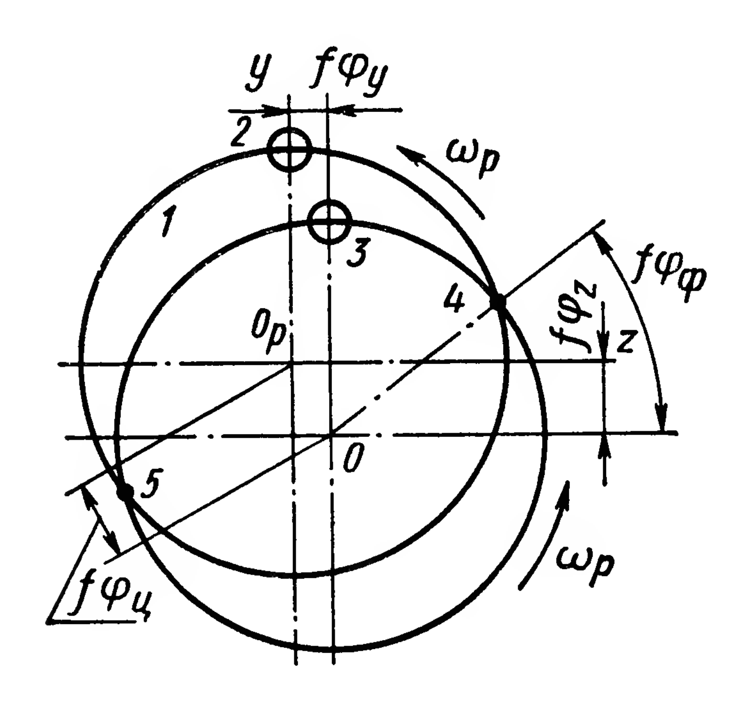


Рис. IX.10. Растр АИ со сканирующим изображением:

1 — отверстие диафрагмы растра; *2* и *3* — кружок рассеяния при $\varphi_ц = 0$ и при $\varphi_ц \neq 0$ (φ_y и φ_z — углы рассогласования цели в декартовой системе координат); *4* и *5* — точки пересечения эксцентричной траектории кружка рассеяния с краями диафрагмы растра

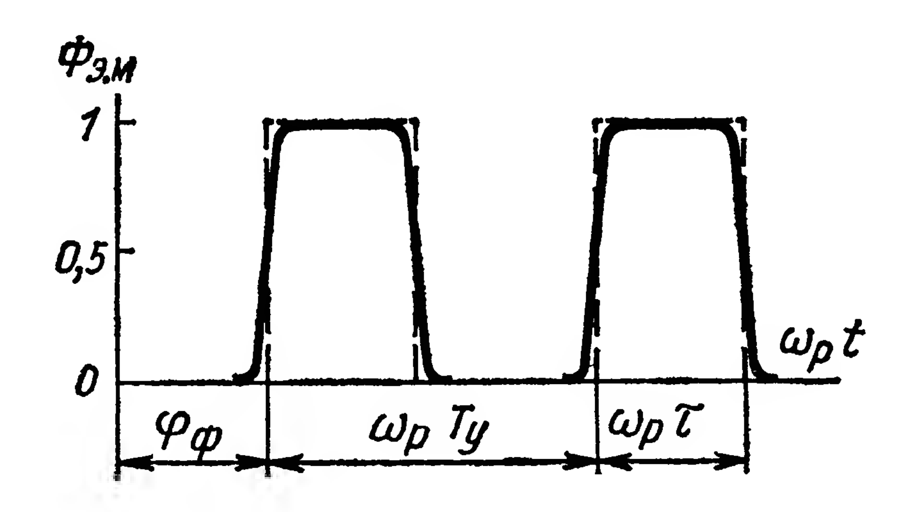


Рис. IX.11. Изменение во времени лучистого потока для схемы 2 при $\varphi_ц > \frac{d_p}{2f}$:

T_y — период вращения зеркала; τ — длительность импульса

рактер изменения потока становится импульсным (рис. IX. 11). Длительность импульса излучения зависит от величины угла рассогласования и при его увеличении скважность периодической последовательности импульсов $\frac{T_y}{\tau}$ увеличивается.

Схемы АИ 1 и 2 имеют тот недостаток, что не обеспечивают надежную селекцию объекта на фоне помех.

Анализаторы изображения с несущей частотой (схема 3). Произведем модификацию схемы 2. Выполним растр в виде сплошного круга, но имеющего по внешней окружности прозрачные участки (рис. IX. 12). Размер этих прозрачных участков выбирается равным приблизительно диаметру кружка рассеяния объекта. Тогда при отсутствии рассогласования центр изображения объекта описывает окружность, совпадающую с внешней (позиция *1*). Характер изменения потока, попадающего на ПЛЭ, во времени (рис. IX.13, *а*)

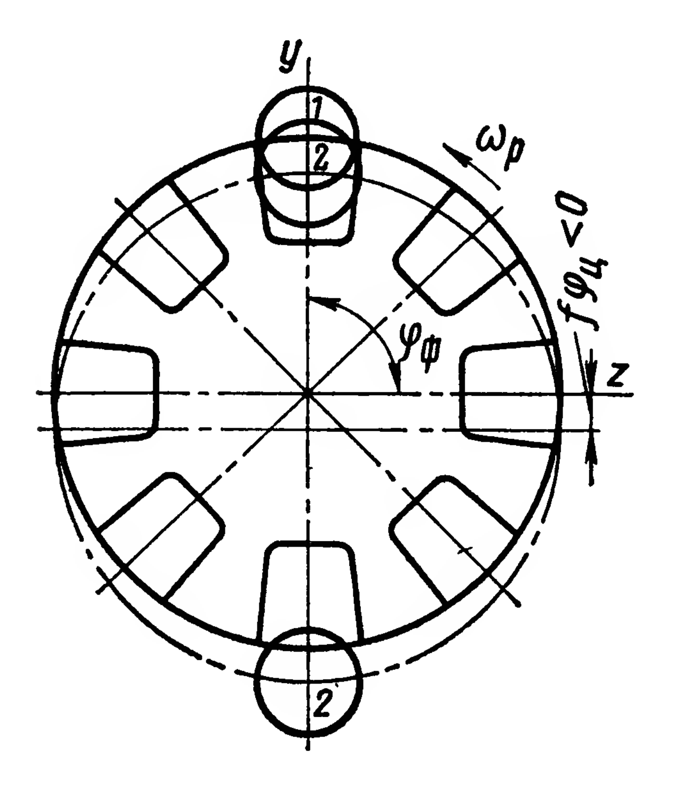


Рис. IX.12. Растр анализатора изображения с двойной амплитудной модуляцией

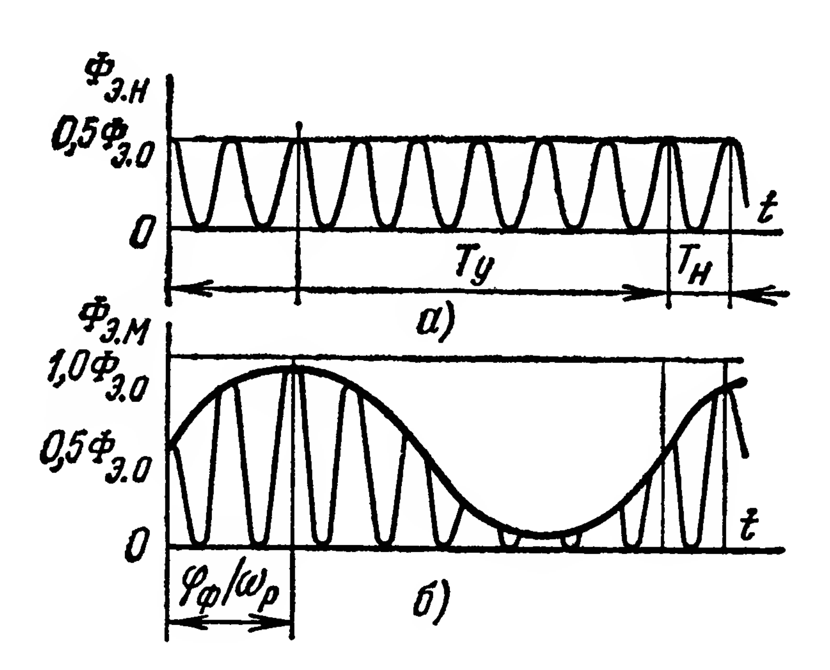


Рис. IX.13. Изменения во времени лучистого потока для схемы 3:

а — при угле рассогласования $\varphi_ц = 0$;

б — при угле рассогласования $\varphi_ц \leqslant \frac{d_p}{2f}$

и значение несущей частоты $\omega_н$ определяются количеством *n* прозрачных элементов растра и частотой сканирования по формулам

$$\Phi_{э.н} \approx \frac{\Phi_{э.о}}{2}\left[1+\sin(\omega_н t+\varphi_н)\right],$$

$$\omega_н = n\omega_p. \qquad (IX.19)$$

При $\varphi_ц \leqslant \frac{d_p}{2f}$ осуществляется модуляция несущего сигнала частотой сканирования (положение *2*), и вид модулированного сигнала показан на рис. IX.13,*б*

$$\Phi_{э.м} = \frac{\Phi_{э.о}}{2}\left[1+\sin(\omega_н t+\varphi_н)\right]\left[1-m\sin(\omega_p t+\varphi_ф)\right]. \qquad (IX.20)$$

Найденная аналитическая зависимость позволяет определить спектр сигнала, поступающего на последующие каскады усиления после ПЛЭ. Однако существенно то, что полезный диапазон частот находится в окрестности несущей частоты $\omega_н$ ($\omega_н \gg \omega_p$). Это позволяет избавиться от влияния излучения различного рода помех, которые не будут модулироваться колебаниями несущей частоты.

Другим свойством данной системы является возможность применения автоматической регулировки усиления (АРУ) в последующих каскадах усиления, которая позволяет сделать уровень выходного сигнала усилителя несущей частоты приблизительно постоянным вне зависимости от мощности облучения входного отверстия прибора. АРУ осуществляется по изменению величины амплитуды несущей частоты (АРУ не может быть осуществлена в схемах 1 и 2).

Так же, как и ранее, информация о координатах объекта заключена в глубине модуляции m и угле фазирования $\varphi_{ф}$.

Анализаторы изображения с несущей частотой (схема 4). В данной схеме использован вращающийся растр (рис. IX.14). Одна половина растра имеет решетчатую структуру (n — число прозрачных элементов в кольцевом поясе), а другая равномерно полупрозрачна.

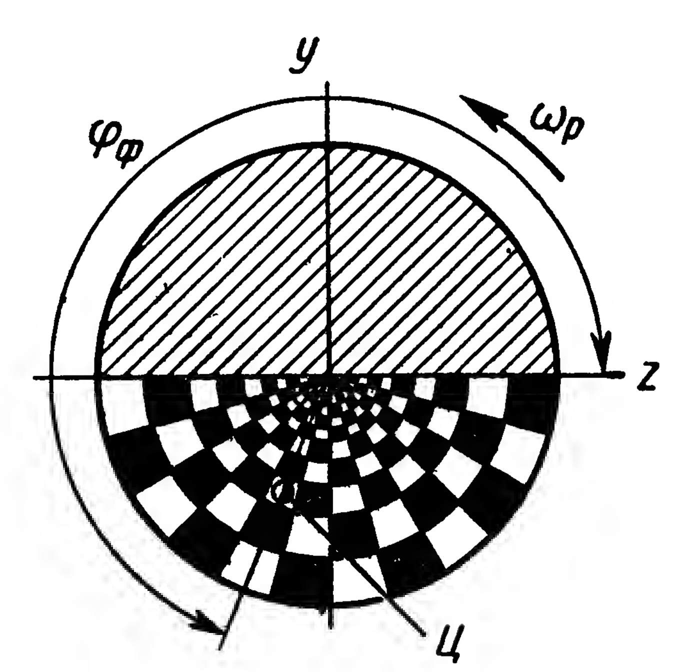


Рис. IX.14. Растр анализатора изображения с амплитудно-фазовой модуляцией: Ц — положение изображения цели.

Таким образом, в течение полуоборота создается модуляция лучистого потока с частотой $\omega_н = 2n\omega_p$, а в течение следующего полуоборота модуляция отсутствует. Обе половинки растра имеют одинаковую степень пропускания лучистой энергии, что позволяет выравнять нагревание обеих половинок растра за счет потерь лучистой энергии, обеспечить одинаковое облучение площади ПЛЭ от равномерного фона, т. е. качество работы всего ОИУ улучшается.

Выходной сигнал представляет собой последовательность серий импульсов, причем амплитуда пачки, т. е. амплитуда модулированного лучистого потока, пропорциональна углу рассогласования: $\Phi_{э.м} = k\varphi_ц$, где k — коэффициент пропорциональности, а момент начала пачки $\frac{\varphi_ф}{\omega_p}$ соответствует углу фазирования.

Свойства данной схемы подобны свойствам схемы 3, однако при малых углах рассогласования имеется зона нечувствительности.

Анализаторы изображения с частотной модуляцией (схема 5). Рассмотрим работу АИ, когда используемый растр состоит из $2n$ прозрачных и непрозрачных секторов (так называемый секторный растр) и наложен на ПЛЭ. Изображение объекта сканирует по окружности, диаметр которой равен радиусу растра (рис. IX.15) и при своем вращении пересекает прозрачные и непрозрачные секторы.

При угле рассогласования $\varphi_ц = 0$ центр окружности сканирования совпадает с центром растра и осуществляется модуляция лучистого потока с частотой $\omega_н = n\omega_p$.

При $\varphi_ц \neq 0$ симметрия пересечений секторов сканирующим изображением нарушается. Это приводит к тому, что мгновенная частота модуляции становится переменной и может быть записана в виде

$$\omega = \omega_н - \Delta\omega \cos(\omega_p t + \varphi_ф). \qquad (IX.21)$$

Величина девиации частоты $\Delta\omega$ при малых углах рассогласования $0 < \varphi_ц \leqslant \varphi_{ск}$ меняется по линейному закону, т. е. $\Delta\omega = \omega_н \frac{\varphi_ц}{\varphi_{ск}}$. Для уменьшения величины девиации, так как это приводит к уменьшению диапазона частот последующего усилителя, можно увеличить радиус окружности сканирования.

Однако при этом наблюдается появление дополнительных шумов ПЛЭ от неоднородности чувствительного слоя ПЛЭ.

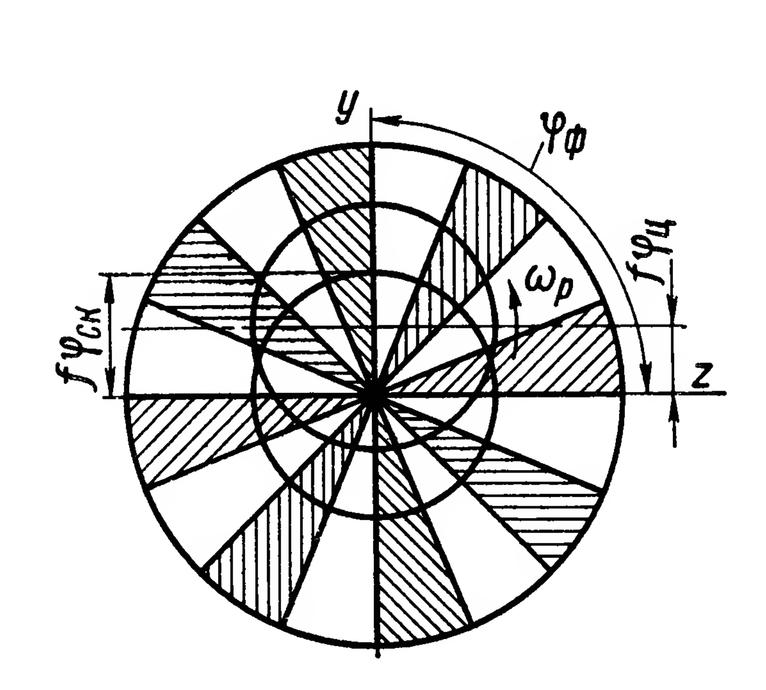


Рис. IX.15. Растр анализатора изображения с частотной модуляцией

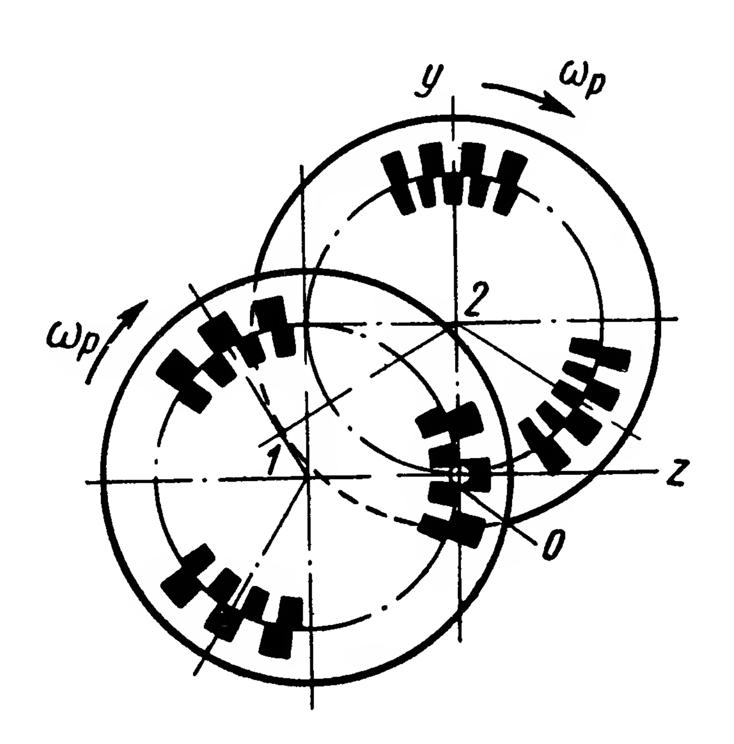


Рис. IX.16. Растр анализатора изображения релейного типа

Анализаторы изображения релейного типа (схема 6). В некоторых схемах анализаторов не получается пропорциональной (линейной) зависимости между координатами изображения цели и выходным сигналом. Схематическое изображение АИ релейного типа приведено на рис IX.16. Два растра вращаются синхронно с угловой скоростью сканирования ω_p и расположены таким образом, что взаимно перекрываются в зоне прохождения лучистого потока от объекта. В зоне перекрытия находится ПЛЭ. Штриховка на растрах нанесена с различным шагом и расположена группами так, чтобы лучистый поток не мог пересекать растры одновременно, т. е. поток модулируется растрами поочередно. Растр *1* модулирует лучистый поток при вертикальном смещении объекта, а растр *2* — при горизонтальном.

Электрические фильтры, стоящие в усилительном тракте после ПЛЭ, настроены на частоты, соответствующие определенной структуре растров, и каждый фильтр не пропускает составляющих других

частот. Таким образом, по каждому из направлений (каналов) имеется два электрических фильтра.

Если изображение объекта расположено на оптической оси (точка O), то поток одновременно модулируется двумя частотами, при этом результирующий сигнал управления отсутствует. При наличии рассогласования изображение объекта смещается на один из частотных поясов в зависимости от знака (направления) рассогласования и происходит модуляция потока вполне определенной частотой.

Таким образом, наличие рассогласования вызывает появление сигналов релейного типа в каждом из двух взаимно перпендикулярных каналов управления y или z.

АИ с пропорциональной частотной модуляцией (схема 7). В основу построения таких АИ положено применение растров, у которых число прозрачных и непрозрачных штрихов по окружности пропорционально ее радиусу, например, как в растре елочного типа (рис. IX.17).

При отсутствии рассогласования $\varphi_ц = 0$ изображение объекта находится в точке 2 и частота модуляции лучистого потока ω_0 определяется расстоянием r_0 от центра растра и количеством штрихов на окружности данного радиуса. При смещении изображения объекта вдоль оси y частота модуляции лучистого потока изменяется по закону

$$\omega = \omega_0 + k\varphi_ц,$$

где k — коэффициент пропорциональности (в действительности закон изменения частоты от угла рассогласования ступенчатый, обычно величина ступеньки мала).

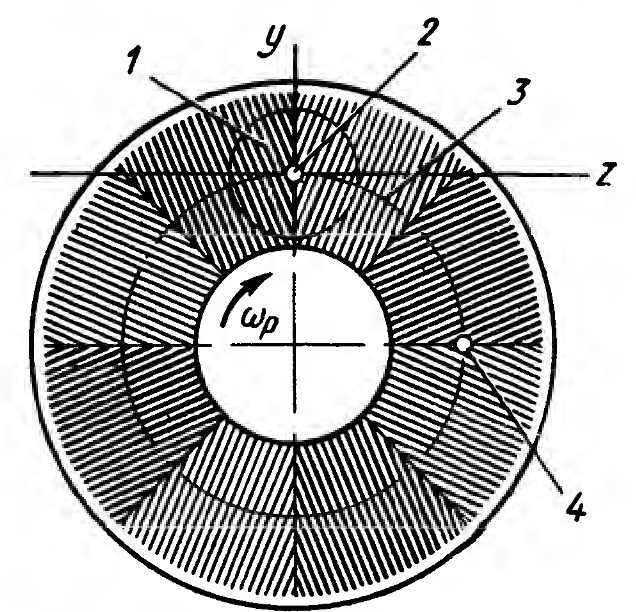


Рис. IX.17. Растр анализатора изображения с пропорциональной частотной модуляцией:

1 — поле зрения; *2* и *4* — изображения цели; *3* — нейтраль

Для того чтобы измерять рассогласование в направлении оси z, нужно иметь другое ОИУ, установленное в точке 4.

Можно использовать и одно ОИУ, и измерять рассогласование по двум направлениям, если применить два модулирующих растра с группами штрихов, как в схеме 6.

Анализатор изображения с широтно-импульсной модуляцией (схема 8). Предыдущую схему 7 можно упростить, если перейти от формирования сигналов в прямоугольной системе координат к полярной. Примером этого служит растр, показанный на рис. IX.18. Данный растр состоит из нескольких кольцевых поясов с различным количеством прозрачных и непрозрачных полос. Поэтому при изменении угла рассогласования изображение объекта перемещается из одного кольцевого пояса в другой, при этом будет иметь место изменение частоты модуляции. Изменение частоты происходит не непрерывно, а скачкообразно. Для измерения угла фазирования

в пределах каждого кольцевого пояса осуществляется широтно-импульсная модуляция. Это достигается тем, что ширина прозрачных полос меняется по синусоидальному закону в зависимости от угла поворота растра. Таким образом, при нахождении изображения

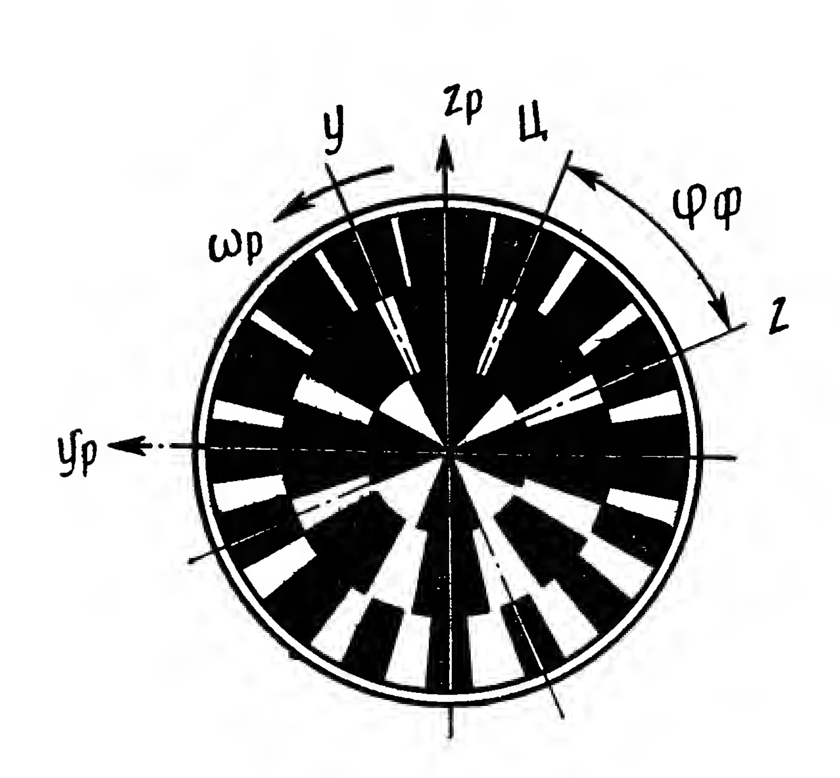


Рис. IX.18. Растр анализатора изображения с комбинированной частотной модуляцией

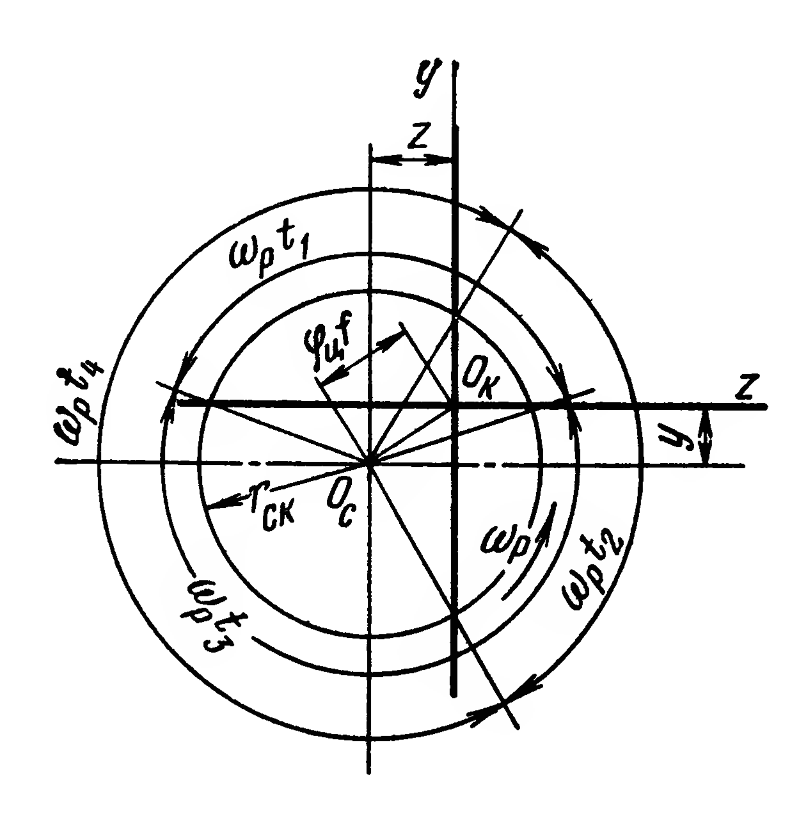


Рис. IX.19. Анализатор изображения с время-импульсной модуляцией (с крестообразным приемником)

объекта в одном из кольцевых поясов характер изменения лучистого потока, поступающего на ПЛЭ, во времени будет импульсным, период повторения — постоянным, а длительность импульсов — меняться по синусоидальному закону с частотой сканирования.

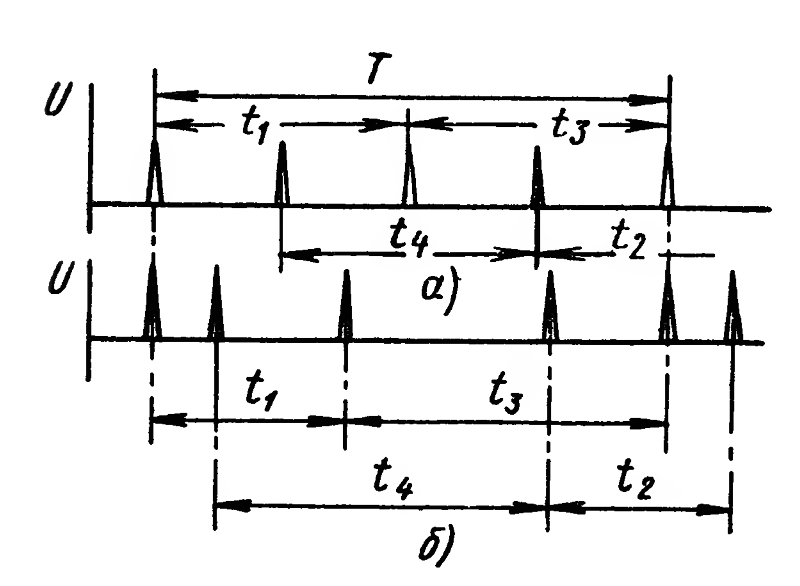


Рис. IX.20. Временной сигнал на выходе АИ и ВИМ:

а — при отсутствии угла рассогласования; *б* — при наличии угла рассогласования

Анализатор изображения с время-импульсной модуляцией (схема 9). Одним из распространенных типов такого АИ является сочетание ПЛЭ в виде симметричного креста со сканированием изображения (рис. IX.19). При отсутствии угла рассогласования $\varphi_ц = 0$ центр O_c окружности радиуса $r_{ск}$, по которой происходит движение изображения объекта, совпадает с центром креста $O_к$, и пересечение плеч креста происходит через одинаковые интервалы времени $t_1 = t_2 = t_3 = t_4 = \frac{T}{2}$, где T — период сканирования (см. рис. IX.20, *а*).

При наличии угла рассогласования центр окружности O_c смещен относительно центра креста $O_к$ на величину $f\varphi_ц$. В этом случае

пересечение плеч креста происходит через промежутки времени (рис. IX.20, *б*):

$$\left.\begin{aligned} t_1 &= \frac{1}{\omega_p}\left(\pi - 2\arcsin\frac{y}{r_{ск}}\right);\\ t_2 &= \frac{1}{\omega_p}\left(\pi - 2\arcsin\frac{z}{r_{ск}}\right);\\ t_3 &= \frac{1}{\omega_p}\left(\pi + 2\arcsin\frac{y}{r_{ск}}\right);\\ t_4 &= \frac{1}{\omega_p}\left(\pi + 2\arcsin\frac{z}{r_{ск}}\right). \end{aligned}\right\} \qquad (IX.22)$$

Из приведенных соотношений найдем

$$t_3 - t_1 = \frac{4}{\omega_p}\arcsin\frac{y}{r_{ск}} \cong \frac{4}{\omega_p r_{ск}}\,y = \frac{4}{\omega_p \varphi_{ск}}\varphi_y, \qquad (IX.23)$$

$$t_4 - t_2 = \frac{4}{\omega_p}\arcsin\frac{z}{r_{ск}} \cong \frac{4}{\omega_p r_{ск}}\,z = \frac{4}{\omega_p \varphi_{ск}}\varphi_z,$$

т. е. при малых углах рассогласования $\varphi_y < \varphi_{ск}$, $\varphi_z < \varphi_{ск}$ получается пропорциональная зависимость между величиной рассогласования и разностью временных промежутков между соответствующими импульсами.

3. ПРИЕМНИКИ ЛУЧИСТОЙ ЭНЕРГИИ ОИУ

При проектировании оптико-электронного измерительного устройства системы управления важно правильно выбрать чувствительный элемент — приемник лучистой энергии (ПЛЭ) и обеспечить оптимальные условия его работы в зависимости от свойств и особенностей других элементов ОИУ [8], [11].

Приемники лучистой энергии характеризуются интегральной вольтовой, токовой или относительной омической чувствительностью; спектральной вольтовой или токовой чувствительностью; относительной спектральной чувствительностью; пороговой чувствительностью (пороговым потоком); способностью к обнаружению излучения; уровнем шумов; темновым сопротивлением; постоянной времени; частотной и энергетической характеристиками; рабочей температурой; конструктивными и эксплуатационными параметрами.

Интегральной чувствительностью ПЛЭ называется отношение амплитуды величины, характеризующей реакцию приемника, к амплитуде синусоидально модулированного интегрального потока излучения $\Delta\Phi_{э.\,п}$, вызвавшего эту реакцию. Если реакция ПЛЭ характеризуется выходным напряжением с амплитудой $\Delta U_п$, то интегральная вольтовая чувствительность ПЛЭ

$$S_U = \frac{\Delta U_п}{\Delta\Phi_{э.\,п.}} \; в/вт. \qquad (IX.24)$$

Для фотосопротивлений интегральную чувствительность удобно выражать через относительное изменение его омического сопротив-

ления $\Delta R_n/R_n$, являющееся реакцией на изменение энергетической освещенности $\Delta E_{э.п}$ его поверхности, а именно:

$$S_R = \frac{\Delta R_n/R_n}{\Delta E_{э.п}} \ м^2/вт, \qquad (IX.25)$$

где S_R — интегральная относительная омическая чувствительность ПЛЭ.

Спектральной вольтовой чувствительностью $S_{u\lambda}$ ПЛЭ называется отношение амплитуды его выходного напряжения $\Delta U_{n\lambda}$ к амплитуде синусоидально модулированного монохроматического потока излучения $\Delta\Phi_{э\lambda n}$, вызвавшего эту реакцию:

$$S_{u\lambda} = \frac{\Delta U_{n\lambda}}{\Delta\Phi_{э\lambda n}} \ в/вт. \qquad (IX.26)$$

Если выходной сигнал ПЛЭ, например фотодиода, измеряется в единицах тока, то удобно его характеризовать токовой чувствительностью (интегральной S_i или спектральной $S_{i\lambda}$), равной отношению амплитуд эффективного выходного тока приемника Δi_n и соответствующего синусоидально модулированного (интегрального $\Delta\Phi_{э.п}$ или спектрального $\Delta\Phi_{э\lambda n}$) потока излучения, падающего на площадку приемника.

Соответствующие формулы имеют вид:

$$\left.\begin{aligned} S_i &= \frac{\Delta i_n}{\Delta\Phi_{э.п}} \ а/вт; \\ S_{i\lambda} &= \frac{\Delta i_n}{\Delta\Phi_{э\lambda n}} \ а/вт. \end{aligned}\right\} \qquad (IX.27)$$

Относительной спектральной чувствительностью s_λ ПЛЭ называется отношение спектральных чувствительностей при двух длинах волн. Наиболее часто s_λ определяется относительной вольтовой спектральной чувствительностью ПЛЭ

$$s_\lambda = \frac{S_{u\lambda}}{S_{u\lambda\,\max}}, \qquad (IX.28)$$

где $S_{u\lambda}$ — вольтовая спектральная чувствительность ПЛЭ на длине волны λ;

$S_{u\lambda\max}$ — максимальная вольтовая спектральная чувствительность ПЛЭ.

Приведенной пороговой чувствительностью (пороговым потоком) $\Phi_{э.пор}$ ПЛЭ называется минимальный интегральный лучистый поток, который можно обнаружить приемником, включенным в оптимальную электрическую схему с полосой пропускания $\Delta f = 1_{гц}$. Поток $\Phi_{э.пор}$ создает на выходе приемника напряжение, равное среднеквадратичному значению напряжения собственных (внутренних) шумов приемника $\sqrt{\overline{U^2_{ш.п}}}$ или превышающее его в заданное число раз m; величина m является коэффициентом надежности ПЛЭ.

При интегральной вольтовой чувствительности S_u пороговая чувствительность ПЛЭ описывается формулой

$$\Phi_{э.пор} = m \frac{\sqrt{\overline{U^2_{ш.п}}}}{S_u \sqrt{\Delta f}} \ вт/гц^{1/2}. \qquad (IX.29)$$

В качестве критерия оценки приемников лучистой энергии применяется также шумовая эквивалентная мощность излучения $\Phi^*_{э.ш}$. При определении $\Phi^*_{э.ш}$ используют синусоидально модулированное излучение идеального излучателя при $T = 500°$ K. Модуляция осуществляется на несущей частоте 90, 400 или 900 *гц* при полосе пропускания $\Delta f = 1$ *гц*. Эквивалентная мощность излучения шумов определяется выражением

$$\Phi^*_{э.ш} = E_{э.п} \frac{\sqrt{\overline{U^2_{ш.п}}}}{U_п} \cdot \frac{s_п}{\sqrt{\Delta f}} \ вт/гц^{1/2}, \qquad (IX.30)$$

где $E_{э.п}$ — среднеквадратичное значение потока излучения, падающего от цели на приемник с площадью 1 $см^2$, т. е. ее энергетическая освещенность;

$\frac{\sqrt{\overline{U^2_{ш.п}}}}{U_п}$ — отношение среднеквадратичного значения напряжения к выходному сигналу в полосе частот $\Delta f = 1$ *гц* при предположении, что в пределах такой узкой полосы частот $\sqrt{\overline{U^2_{ш.п}}}$ не зависит от частоты;

$s_п$ — эталонная площадь чувствительной поверхности приемника (обычно принимается $s_п = 1$ $см^2$).

При $s_п = 1$ $см^2$ и $\Delta f = 1$ *гц* формула (IX.30) приводится к виду

$$\Phi^*_{э.ш} = E_{э.п} \frac{\sqrt{\overline{U^2_{ш.п}}}}{U_п} \ вт/гц^{1/2}. \qquad (IX.31)$$

Способность ПЛЭ к обнаружению излучения улучшается с уменьшением эквивалентной мощности шумов. Поэтому для сравнительной оценки качества приемников более удобно использоваться величиной, обратной $\Phi^*_{э.ш}$. Эквивалентная мощность шумов большинства ПЛЭ прямо пропорциональна корню квадратному из площади чувствительной поверхности приемника, поэтому в рассмотрение вводится критерий оценки приемников, не зависимый от размера чувствительной площадки,

$$D^* = \frac{s_п^{1/2}}{\Phi^*_{э.ш}} \ см \cdot гц^{1/2}/вт, \qquad (IX.32)$$

называемый способностью ПЛЭ к обнаружению. Эту величину записывают иногда развернуто D^* (T°*K*, *f*, Δf) [например, D^* (500° K, 900, 1)].

Темновым сопротивлением ПЛЭ называется его внутреннее омическое сопротивление R_T без облучения. Величина R_T существенно зависит от температуры приемника. У разных типов ПЛЭ

величина R_T различна и изменяется от десятков *ом* (сурьмянистый индий) до десятков *Мом* (теллуристый свинец) и *Гом* (фотоэлементы).

Постоянной времени τ_n ПЛЭ называется интервал от начала облучения до момента, когда выходной сигнал достигает определенной части (обычно $^2/_3$) максимальной величины. Постоянная τ_n характеризует быстродействие ПЛЭ. У разных типов ПЛЭ величина τ_n изменяется от десятых и сотых долей *мксек* (фотосопротивления Ge, Zn, InSb, фотоумножители и др.) до тысяч и десятков тысяч *мксек* (тепловые приемники). Для определенного типа ПЛЭ постоянная времени при одинаковых условиях стабильна с точностью до 5—10%. Кроме собственных свойств, динамичность приемника зависит от характера излучения, схемы включения, рабочей температуры чувствительного слоя.

Частотной характеристикой ПЛЭ называется зависимость его чувствительности от частоты облучения. При экспоненциальном законе изменения выходного электрического сигнала в зависимости от облучающего потока частотные свойства ПЛЭ характеризуются следующими выражениями:

при синусоидальной модуляции

$$S_u = S_{uo}\left(1 + 4\pi^2 f^2 \tau_n^2\right)^{-\frac{1}{2}} \quad в/вт, \qquad (IX.33)$$

при прямоугольной модуляции

$$S_u = S_{uo}\frac{1 - e^{-\pi f \tau_n}}{1 + e^{-\pi f \tau_n}} \quad в/вт, \qquad (IX.34)$$

где S_u и S_{uo} — чувствительности ПЛЭ соответственно при частоте облучения f и частоте облучения, близкой к нулю.

Такой характер зависимостей сохраняется для всех видов чувствительности (интегральной, пороговой, спектральной и т. д.).

Для обеспечения надежной модуляции практически допустимой частотой облучения ПЛЭ f_{max} считается такая, при которой его чувствительность уменьшается не более чем в 2 раза. В этом случае по формулам (IX.33), (IX.34) получим условия выбора максимально допустимой частоты облучения ПЛЭ при синусоидальной модуляции

$$f_{max}\tau_n < \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \approx 0{,}28 \qquad (IX.35)$$

и при прямоугольной модуляции

$$f_{max}\tau_n < \frac{1{,}1}{\pi} \approx 0{,}32.$$

Следовательно, общее условие выбора максимально допустимой частоты модуляции имеет вид

$$f_{max}\tau_n \approx 0{,}3.$$

Применение заниженной частоты модуляции нежелательно, так как это приводит к увеличению шумов и потере чувствительности.

Энергетическая характеристика ПЛЭ отражает зависимость его чувствительности от уровня облученности. Эта зависимость, как правило, приближенно линейна только при потоках, близких к пороговой чувствительности. При значительном увеличении облученности чувствительность ПЛЭ уменьшается, так как его внутренние шумы возрастают.

Внутренние шумы ПЛЭ являются случайными выходными напряжениями типа флуктуаций и обычно характеризуются среднеквадратичной величиной их амплитуды. Суммарный шум ПЛЭ является результатом сложения внешних шумов от флуктуаций излучения объекта и фонов и внутренних шумов приемника.

Для обеспечения надежной работы ПЛЭ шум предварительного электронного усилителя должен быть существенно меньше его собственного шума, так как иначе чувствительность приемника не будет полностью использована. Входные элементы предварительного усилителя необходимо согласовать с сопротивлением ПЛЭ.

Типы приемников лучистой энергии. По физическому принципу действия ПЛЭ являются чувствительными элементами, преобразующими лучистый поток, как правило, в электрический сигнал. Они разделяются на две группы: фотонные, основанные на изменении электрических свойств вещества чувствительной поверхности при освобождении электронов под воздействием фотонов определенной длины волны, и тепловые, основанные на изменении физических свойств чувствительной поверхности при изменении ее температуры под действием излучения. Фотонные ПЛЭ селективны, т. е. действуют в определенном спектральном диапазоне излучения, а тепловые — интегральны (неселективны), т. е. действуют под влиянием всех лучей, содержащих тепловую энергию. Как правило, селективные ПЛЭ менее инерционны. К фотонным ПЛЭ относятся следующие элементы: фотоэмиссионные (ФЭ), фоторезисторы (ФР), фотогальванические (ФГ), фотомагнитоэлектрические (ФЭМ). К тепловым ПЛЭ относятся: болометры, термоэлементы, термисторы, эвапорографы, оптико-пневматические, радиационные термопары.

Пороговая чувствительность ФЭ, ограничиваемая в основном дробовым эффектом и тепловыми флуктуациями, рассчитывается по приближенной формуле

$$\Phi_{э.\,пор} = 2 \cdot 10^{-8} \sqrt{\frac{i_T}{S_{ik} S_{iфэу}}}\ лм, \qquad (IX.36)$$

где i_T — темновой ток ФЭ в *а*;

S_{ik} — чувствительность фотокатода в *а/лм*;

$S_{iфэу}$ — чувствительность ФЭ в *а/лм*;

Полезное выходное напряжение ФР при изменении его внутреннего сопротивления на $\Delta R_{фр}$ равно

$$U_n = U \frac{R_T R_н}{(R_T + R_н)^2} \cdot \frac{\Delta R_{фр}}{R_T}\ в, \qquad (IX.37)$$

где U — напряжение питания в *в*;

R_T — темновое сопротивление ФС в *ом*;

$R_н$ — сопротивление нагрузки в *ом*;

$\frac{\Delta R_{фр}}{R_T}$ — относительная омическая чувствительность ФС.

Максимальная выходная мощность ФР обеспечивается при $R_н = R_T$.

Тепловой шум ФР рассчитывается по формуле Найквиста:

$$\sqrt{\overline{U^2_{ш.т}}} = \sqrt{4kTR_T \Delta f} \text{ в}, \qquad (IX.38)$$

где $к$ — константа Больцмана;

T — абсолютная температура в ° К;

R_T — омическое сопротивление ФР в *ом*;

Δf — ширина полосы пропускания усилителя в *гц*;

Генерационно-рекомбинационный шум — при $R_н = R_T$ рассчитывается по формуле

$$\sqrt{\overline{U^2_{ш.г-р}}} = \frac{U}{2}\sqrt{\frac{\tau_n \Delta f}{nV[1+(2\pi f \tau_n)^2]}} \text{ в}, \qquad (IX.39)$$

где U — напряжение питания в *в*;

τ_n — постоянная времени ФР в *сек*;

n — средняя концентрация носителей тока в облученном полупроводнике на единицу объема;

V — объем фотопроводника в ед. объема;

f — частота модуляции в *гц*.

Постоянная времени сернисто-кадмиевых и селенисто-кадмиевых ФР при комнатной температуре колеблется в пределах $(2 \div 6) \times 10^{-2}$ *сек*, а при температуре —60° С может измеряться секундами. Указанная выше инерционность соответствует освещенности приемника в 100 *лк*. При увеличении освещенности инерционность уменьшается. Чувствительность большинства сернисто-кадмиевых фотосопротивлений (при освещенности в 200 *лк*) $2 \div 6$ *ма/лм*, а селенисто-кадмиевых около 30 *ма/лм*.

Допустимая мощность рассеяния для сернисто-кадмиевых фотосопротивлений равна 0,1 *вт*, а для селенисто-кадмиевых — 0,05 *вт*.

В отличие от вакуумных фотоэлементов и фотодиодов на основе германия и кремния, работающих, например, в том же диапазоне спектра, у ФР на основе кадмия отсутствует пропорциональность между фототоком и световым потоком. Световые характеристики селенисто-кадмиевых ФР также нелинейны.

Фотогальванические ПЛЭ основаны на использовании полупроводниковых фотодиодов с p—n-переходом, обладающих односторонней проводимостью. Они работают в фотодиодном режиме с приложением внешнего напряжения, включенного в запирающем направлении (плюс к n-зоне) или в вентильном — без внешнего напряжения. При облучении фотодиода в нем возникает э. д. с., создающая ток, протекающий через нагрузку $R_н$.

Полезный сигнал ФГ определяется по формуле

$$U_n = \frac{R_н R_{ф.д}}{R_н + R_{ф.д}} S_i \Phi_{э.п} \ в, \qquad (IX.40)$$

где S_i — токовая интегральная чувствительность фотодиода в *а/вт*;
$\Phi_{э.п}$ — поток энергии излучения, падающий на чувствительную площадку фотодиода в *вт*;
$R_{ф.д}$ — внутреннее дифференциальное сопротивление фотодиода, т. е. отношение приращений напряжения и тока фотодиода при приращении облучения в *ом*.

Основными видами шумов в фотодиодах являются следующие:

1. Тепловой шум, определяемый в соответствии с формулой (IX. 38).

2. Дробовой шум, обусловленный дискретной природой протекающего через диод тока и зависящий от величины этого тока i_n, определяемый по формуле

$$\sqrt{\overline{i^2_{ш.д}}} = \sqrt{2ei_n \Delta f} \ a. \qquad (IX.41)$$

3. Избыточный шум

$$\sqrt{\overline{i^2_{ш.изб}}} = \sqrt{A\sqrt{U}\frac{\Delta f}{f m_{изб}}} \ a, \qquad (IX.42)$$

где e — заряд электрона ($10 \cdot 10^{-18}$ *а·сек*);
Δf — полоса частот электронного тракта в *гц*;
f — частота модуляции;
U — внешнее напряжение фотодиода в *в*;
A — коэффициент пропорциональности, $a^2 \cdot в^{-\frac{1}{2}}$;
$m_{изб} \gg 1$ — коэффициент.

Интегральная пороговая чувствительность фотодиода

$$\Phi_{э.пор} = \frac{\sqrt{\overline{i^2_{ш.ф д}}}}{S_i \sqrt{\Delta f}} \ лм/гц^{1/2}, \qquad (IX.43)$$

где S_i — интегральная токовая чувствительность;
$i_{ш.ф.д}$ — суммарный шум фотодиода.

Координирующие приемники лучистой энергии (КПЛЭ) вырабатывают выходной электрический сигнал, функционально зависящий от положения изображения объекта на чувствительной площадке, т. е. от его угловых координат.

КПЛЭ с непрерывной функциональной зависимостью выходного электрического сигнала от угловых координат объекта основаны на использовании бокового фотоэффекта, т. е. явления возникновения в полупроводнике с электронно-дырочным переходом типа $p - n$ электрического тока, протекающего параллельно плоскости перехода. ПЛЭ с боковым фотоэффектом называется инверсным фотодиодом. Для повышения точности определения координат инверсным фотодиодом необходимо лучи фокусировать на переходе $p - n$ (рис. IX. 21). Пластина *1* инверсного фотодиода выполнена из германия типа *n* с удельным

сопротивлением 1—2 *ом·см*. В пластину впаяна таблетка индия *2*, на которую с внешней стороны напаян диск *3* из рекристаллизованного германия типа *p* с малым удельным сопротивлением порядка 0,01 *ом·мм*. На пластину напаяны выводы *4* для снятия электрического напряжения. При облучении инверсного фотодиода на *p—n*-переходе возникает первичный фототок такой же, как у обычных фотодиодов. Первичный фототок является сигналом об облучении на ПЛЭ, т. е. о наличии в поле зрения излучающего объекта. Для снятия этого тока делается обычный вывод, присоединяемый к детали *3*. Кроме того, в *p*-области возникают слабые боковые токи, отводящиеся через *n*-область и выводы *4* на омическую нагрузку $R_н$. При падении лучистого потока в центральную точку приемника боковые токи проходят в *n*-области до выводов равные расстояния, что сопровождается одинаковым падением напряжения. В этом случае разность потенциалов на клеммах гальванометра равна нулю. При смещении изображения с центральной точки приемника длина пути тока от места падения луча до выводов различна, потенциалы не равны и их разность функционально зависит от смещения изображения с центра приемника. Для расчета разности потенциалов противоположных выводов инверсного диода рекомендуется приближенная формула

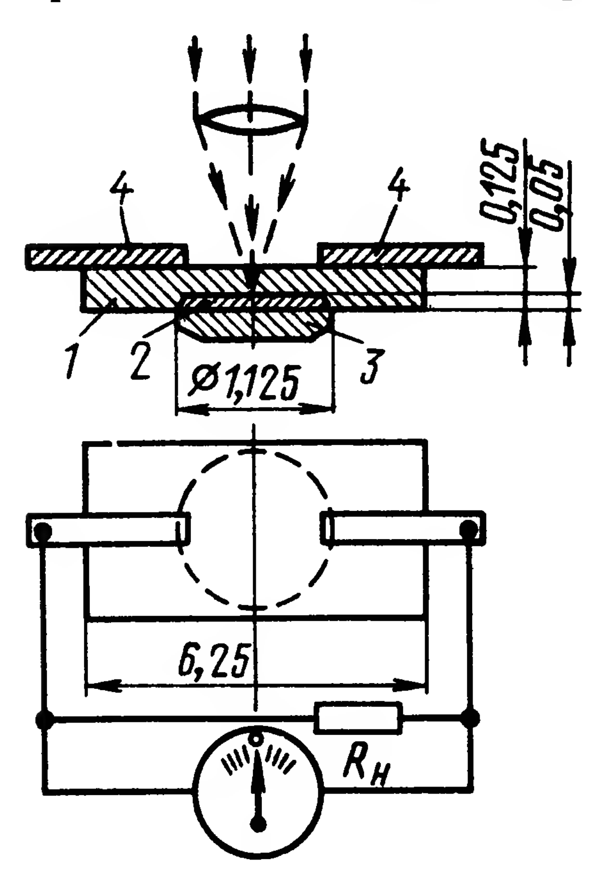


Рис. IX.21. Схема координирующего приемника лучистой энергии (с инверсным фотодиодом)

$$U_x = k_R i \ln \frac{d_к + x}{d_к - x}, \qquad \text{(IX.44)}$$

где i — основной (продольный) фототок, протекающий через приемник, *a*;

$d_к$ — половина расстояния между контактами, *мм*;

x — смещение изображения точечной цели от центра приемника, *мм*;

k_R — коэффициент, характеризующий омическое сопротивление приемника, *ом*.

Может быть использована также формула

$$U_x = k' \Phi_{э.п} \ln \frac{d_к + x}{d_к - x}, \qquad \text{(IX.45)}$$

где $\Phi_{э.п}$ — поток лучистой энергии, падающий на приемник от цели, *вт*;

k' — коэффициент, учитывающий величину k_R и преобразование приемником лучистой энергии в электрическую, *в/вт*.

Инверсная характеристика фотодиода $U_x(x)$ обладает высокой линейностью в зоне $x = 0{,}6 - 1{,}2$ *мм* (рис. IX. 22). Для использования линейной зоны инверсного фотодиода при малых x на выходные контакты подается напряжение смещения. Этот приемник используют в оптической системе с полем зрения 3,6°, диаметром входного отверстия 118 *мм* и относительным отверстием 1 : 2. Для повышения помехоустойчивости от протяженных фонов перед приемником вращается модулирующий растр с тридцатью пятью непрозрачными ломаными штрихами, состоящими из отрезков эвольвенты (рис. IX. 23).

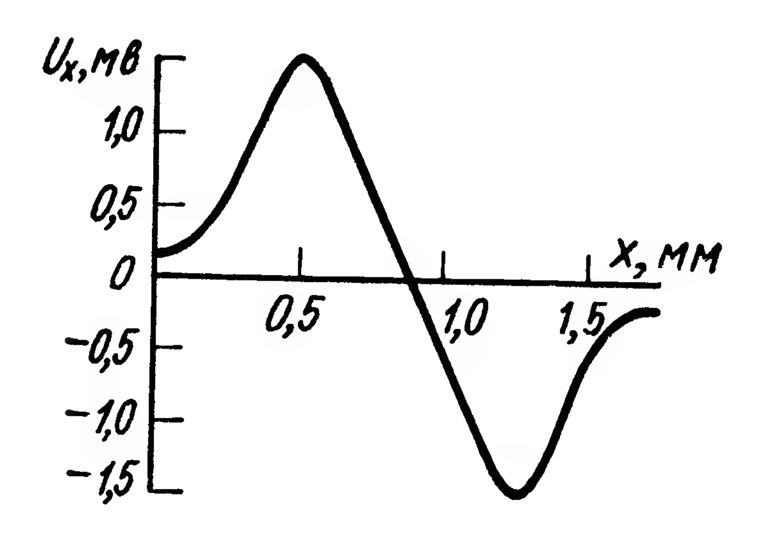


Рис. IX.22. Характеристика инверсного фотодиода

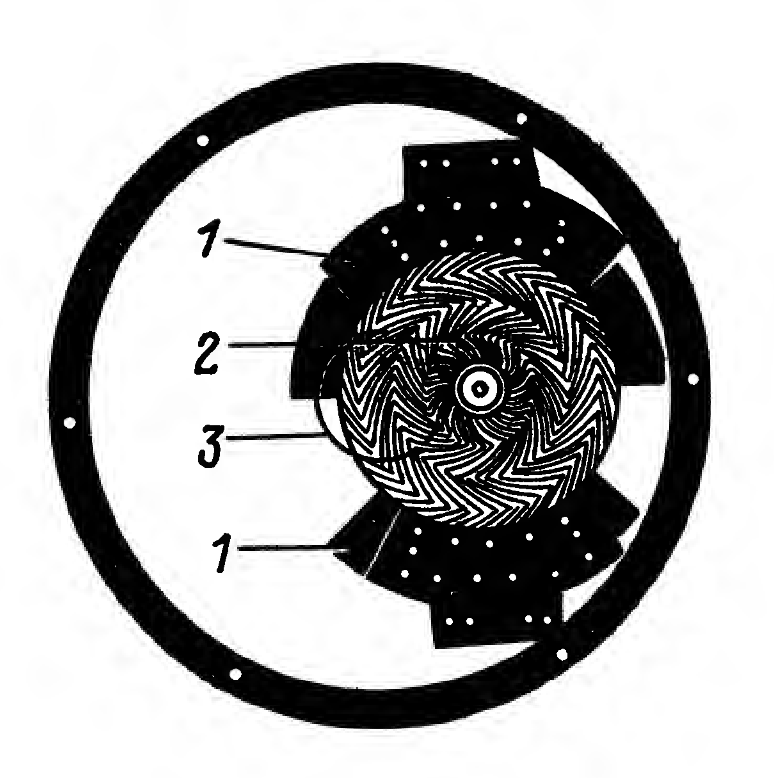


Рис. IX.23. Компоновка координирующего приемника, модулирующей сетки и коммутаторов следящего прибора

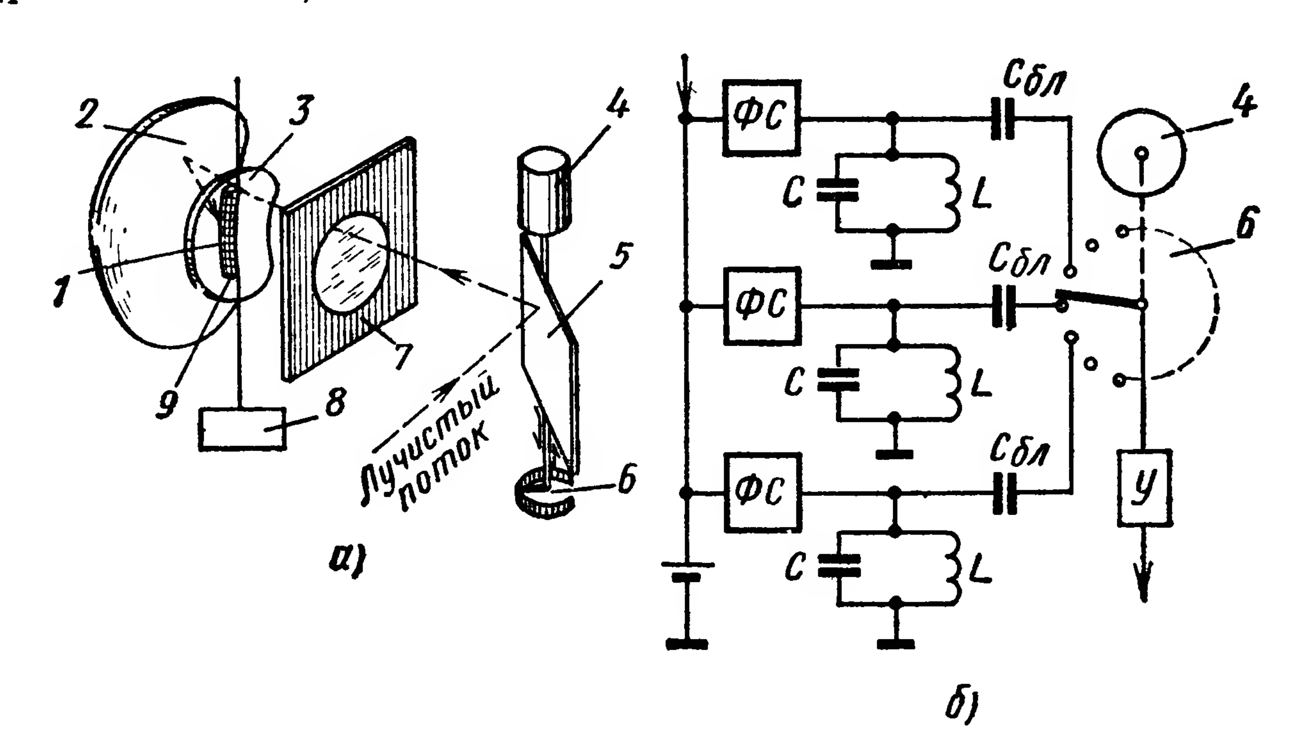


Рис. IX.24. Система обнаружения с многоэлементным ПЛЭ:

а — схема системы; *б* — схема коммутатора переменного тока

Координирующий многоэлементный [8] (мозаичный) приемник лучистой энергии показан на рис. IX. 24. Приемник *9* (см. рис. IX. 24, *а*) установлен в сканирующей оптической системе, состоящей из основного зеркала *2*, корригирующей линзы *3*, диафрагмы со светофильтром *7*

и сканирующего зеркала *5*. В фокальной плоскости установлен сеточный растр *1*, а сзади мозаичный приемник, содержащий 30 свинцово-сульфидных фоторезисторов. Элементы приемника соединены с коммутатором *8*, накопитель которого имеет 30 параллельно настроенных резонансных контуров с узкой полосой пропускания, накапливающих энергию полезных сигналов и ослабляющих шумы. При сканировании точечного изображения объекта с помощью электродвигателя *4* и зеркала *5* датчик опорных сигналов *6* координирует по азимуту сигналы, возникающие на элементах мозаичного приемника. Коммутирующий блок подключает элементы мозаичного

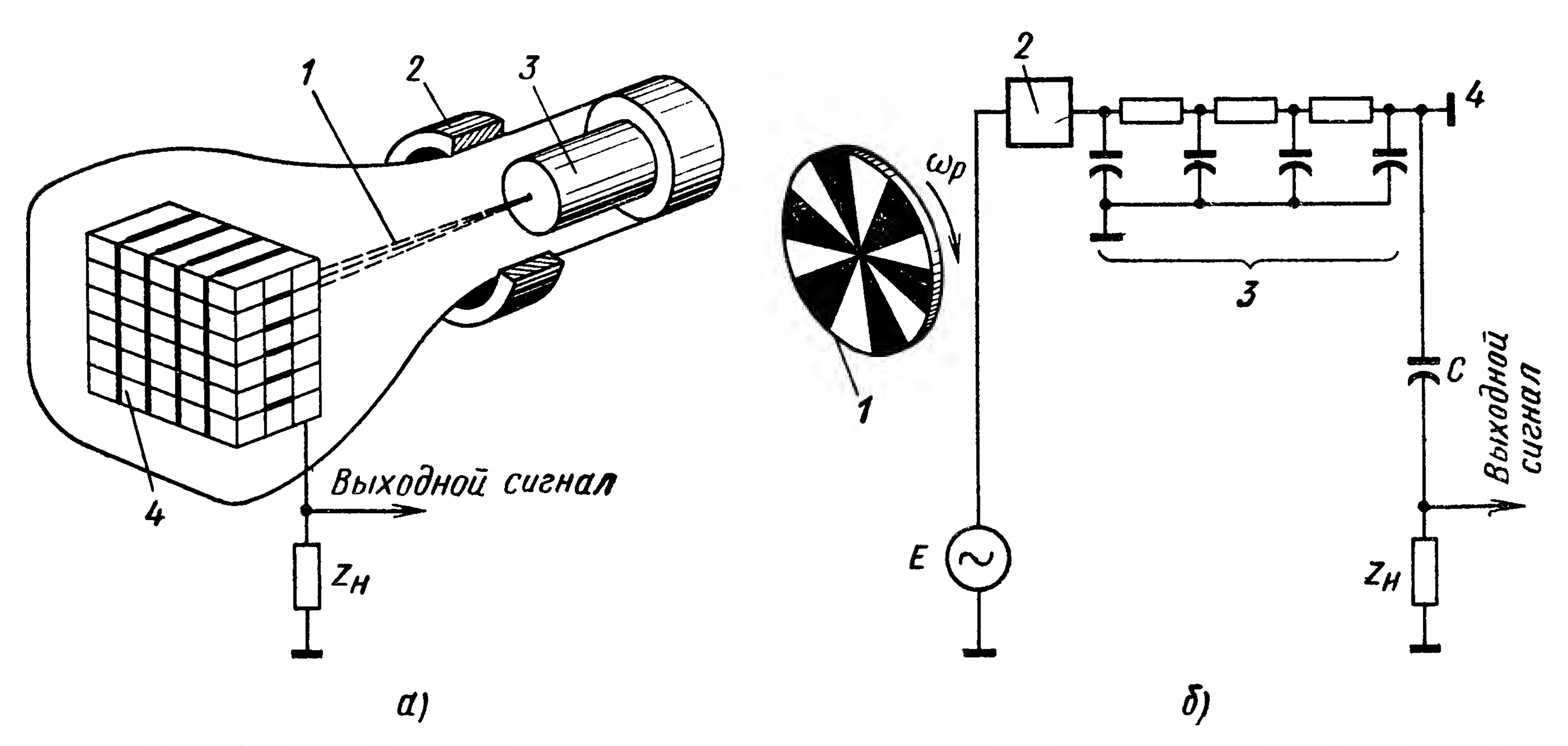


Рис. IX.25. Мозаичная инфракрасная приемная трубка со сканирующим электронным лучом:

а — схема конструкции (*1* — сканирующий электронный луч, *2* — фокусирующие и отклоняющие катушки, *3* — электронная пушка, *4* — фотопроводящая поверхность); *б* — эквивалентная схема инфракрасной приемной трубки со сканирующим электронным лучом (*1* — синхронизированный модулятор; *2* — элемент мозаики; *3* — распределенный *RC*-фильтр; *4* — сканирующий электронный луч); *C* — накопительная емкость; *E* — синхронизированный источник переменного тока смещения

приемника поочередно по высоте. Таким образом осуществляется сканирование всего поля обзора. Время сканирования всего поля обзора 0,75 *сек*. Растр *1* состоит из непрозрачных нитей с расстоянием между ними 0,0432 *мм* и предназначен для модуляции сканирующего лучистого потока с частотой 40 *гц*. Размер кружка аберрационного рассеяния оптической системы 1,2 *мрад*. Лучистый поток от точечного объекта модулируется с полной глубиной и создает на приемниках переменные токи несущей частоты. Протяженные фоны при сканировании не модулируются и создают постоянные напряжения, которые не пропускаются в коммутатор блокировочными конденсаторами $C_{бл}$ (рис. IX. 24, *б*)

Сигналы несущей частоты с приемника поступают на соответствующие резонансные колебательные контуры $L - C$, рассчитанные на прием и накапливание ударных импульсов и обладающие высокой добротностью. Накапливание в колебательном контуре обеспечивается благодаря тому, что возбужденные колебания сохра-

няются в нем достаточно долго, чтобы коммутатор успевал «опросить» его и передать сигнал на выход усилителя *У*. Коммутатор работает с частотой 1200 *гц* и принимает сигналы из 30 параллельно настроенных резонансных контуров *L* — *C*. Резонансный контур и блокировочный конденсатор способствуют ослаблению шумов, создаваемых электромеханическим коммутатором. Величина этого шума имеет порядок нескольких микровольт и ниже шума фоторезистора.

В инфракрасных головках самонаведения [7] применяются 100-элементные мозаичные приемники со сканирующим электронным лучом, состоящие из микрофотосопротивлений и имеющие один общий канал усиления (рис. IX. 25, *а*). Эквивалентная электрическая схема мозаичного приемника приведена на рис. IX. 25, *б*.

При технической реализации мозаичных инфракрасных трубок возникают существенные технологические трудности. Трубки имеют значительные габариты и большую стоимость, они также нуждаются в специальных высоковольтных блоках питания для отклоняющих обмоток электронной пушки.

За рубежом ведутся разработки инфракрасных видиконов. Предполагается, что такие устройства будут иметь небольшие габариты, но для питания электронной пушки и отклоняющих обмоток потребуют значительных по габаритам высоковольтных блоков питания.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Веников Г. В.** Сверхбыстродействующие вычислительные устройства. М., изд-во «Энергия», 1966, 160 с.
2. **Елисеев С. В.** Геодезические инструменты и приборы. Основы расчета, конструирования и особенности изготовления. М., Геодезиздат, 1959, 479 с.
3. **Изнар А. Н., Федоров Б. Ф.** Оптические квантовые приборы в военной технике. М., изд-во «Советское радио», 1964, 174 с.
4. **Ильин Р. С., Федотов Г. И., Федин Л. А.** Лабораторные оптические приборы. М., изд-во «Машиностроение», 1966, 496 с.
5. **Каскадные** электронно-оптические преобразователи и их применение. Перев. с англ. под ред. М. М. Бутслова, М., изд-во «Мир», 1965, 448 с.
6. **Катыс Г. П.** Информационные сканирующие системы. М., изд-во «Машиностроение», 1965, 440 с.
7. **Криксунов Л. З., Усольцев И. Ф.** Инфракрасные устройства самонаведения управляемых снарядов, М., изд-во «Советское радио», 1963, 240 с.
8. **Лазарев Л. П.** Инфракрасные и световые приборы самонаведения и наведения летательных аппаратов. М., изд-во «Машиностроение», 1970, 388 с.
9. **Максутов Д. Д.** Астрономическая оптика. М. — Л., Гостехиздат, 1946, 366 с.
10. **Полупроводники** в науке и технике. Под ред. А. Ф. Иоффе, Т. I и II. М., изд-во АН СССР, 1957—58, Т. I, 471 с, Т. II, 659 с.
11. **Соболева Н. А. и др.** Фотоэлектронные приборы. М., изд-во «Наука», 1965, 592 с.
12. **Тудоровский А. И.** Теория оптических приборов, Т. I и II. М. — Л. изд-во АН СССР, 1948 г. 1952, 661 с.
13. **Турыгин И. А.** Прикладная оптика, Т. I и II. М., изд-во «Машиностроение», 1965, 1966, Т. I, 362 с, Т. II, 431 с.
14. **Чечик Н. О. и др.** Электронные умножители, М., Гостехиздат, 1957, 420 с.

ГЛАВА X

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ УСТРОЙСТВА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ И ДАЛЬНОСТИ

Определение направления на объект или измерение его угловых координат называется пеленгованием объекта (в случае применения радиотехнических средств — радиопеленгованием объекта). Радиопеленгование возможно благодаря прямолинейному распространению электромагнитных волн в однородной среде.

Скорость распространения электромагнитных волн является величиной постоянной, что дает возможность, измеряя время их распространения до объекта, определять наклонную дальность.

Существуют различные радиотехнические методы пеленгования, измерения дальности и скорости объекта.

Радиолокационнные измерительные устройства (РИУ) являются дальномерными пеленгационными автоматическими радиотехническими устройствами, которые позволяют однозначно определять местоположение объекта в пространстве относительно некоторого начала координат — точки расположения самой радиолокационной станции.

Радиолокационные измерительные устройства, предназначенные для измерения угловых координат объекта, в дальнейшем будем называть пеленгационными РИУ; радиолокационные устройства, предназначенные для измерения наклонной дальности и скорости — дальномерными РИУ.

К радиолокационным измерительным устройствам относится широкий класс измерителей, включая сложнейшие системы в современных радиолокационных станциях (РЛС), предназначенных для обнаружения и измерения координат объектов и представляющих собой автоматизированные комплексы, управляемые из единого центра с помощью ЦВМ. Характерными условиями работы современных РЛС являются большая плотность объектов в пространстве, их значительная скорость перемещения и высокая маневренность, большие дальности до объектов, наличие различного рода помех, как естественных, так и мощных организованных, специально создаваемых для подавления работоспособности РЛС.

В данной главе изложены лишь основные вопросы, дающие представление об общих принципах работы, свойствах и особенностях пеленгационных и дальномерных РИУ.

1. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ РАДИОЛОКАЦИОННЫМИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМИ УСТРОЙСТВАМИ (РИУ)

Для определения положения объекта в пространстве относительно какой-либо его точки (начала координат) необходимо знать направление и расстояние (дальность) от этой точки до объекта.

Направление в сферической системе координат определяется двумя угловыми координатами: азимутом и углом места.

Азимутом объекта называется угол β в горизонтальной плоскости между прямой, соединяющей начало координат с проекцией объекта на эту плоскость, и некоторым направлением, принятым за начальное (как правило, направлением на север).

Углом места объекта называется угол ε в вертикальной плоскости между прямой, соединяющей начало координат и объект, и проекцией этой прямой на горизонтальную плоскость.

Таким образом для определения направления на объект необходимо получить угловую информацию в двух взаимноперпендикулярных плоскостях. В некоторых случаях пользуются другими координатными системами.

Пеленгование объекта радиотехническими измерительными устройствами основано на двух принципах: на измерении и сравнении амплитуд или измерении и сравнении фаз принимаемых радиосигналов. В соответствии с этим существуют амплитудные и фазовые методы пеленгования объекта. Оба метода реализуются с помощью РИУ, представляющих совокупность функционально соединенных электронно-механических систем, чувствительных к угловым координатам объекта.

Пеленгационные РИУ подразделяются на одноканальные и многоканальные: при помощи одноканальных устройств можно реализовать только амплитудные методы; многоканальные устройства позволяют реализовать как амплитудные, так и фазовые методы.

При амплитудных методах пеленгования используются свойства направленного приема антенной системы, которая является основной частью устройства, чувствительного к углу прихода принимаемого сигнала. Направленность приема или излучение антенной системы характеризуется диаграммой направленности, симметричной относительно электрической оси антенны. Основной характеристикой диаграммы направленности является ее ширина θ.

В одноканальных РИУ угловая информация об объекте формируется с помощью одной диаграммы направленности, а в многоканальных — с помощью двух и более диаграмм направленности, существующих одновременно.

Основной характеристикой одноканальных и многоканальных РИУ является пеленгационная характеристика, которая показывает функциональную зависимость сигнала ошибки от угла рассогласования. Параметрами пеленгационной характеристики являются ее крутизна, линейность и величина рабочего участка.

Существуют следующие амплитудные методы измерения угловых координат объекта: метод максимума, минимума и сравнения.

Метод максимума. Если направить электрическую ось диаграммы направленности на пеленгуемый объект, то амплитуда принимаемого сигнала будет иметь максимальную величину. В этот момент по положению диаграммы направленности определяют угловые координаты объекта.

Метод максимума в импульсных РИУ используется также при вращении антенны *А* с постоянной угловой скоростью обзора $\Omega_{обз}$ (рис. X. 1). В этом случае на выходе приемной системы появляется серия (пачка) отраженных импульсов, амплитуда которых будет меняться в соответствии с формой диаграммы направленности.

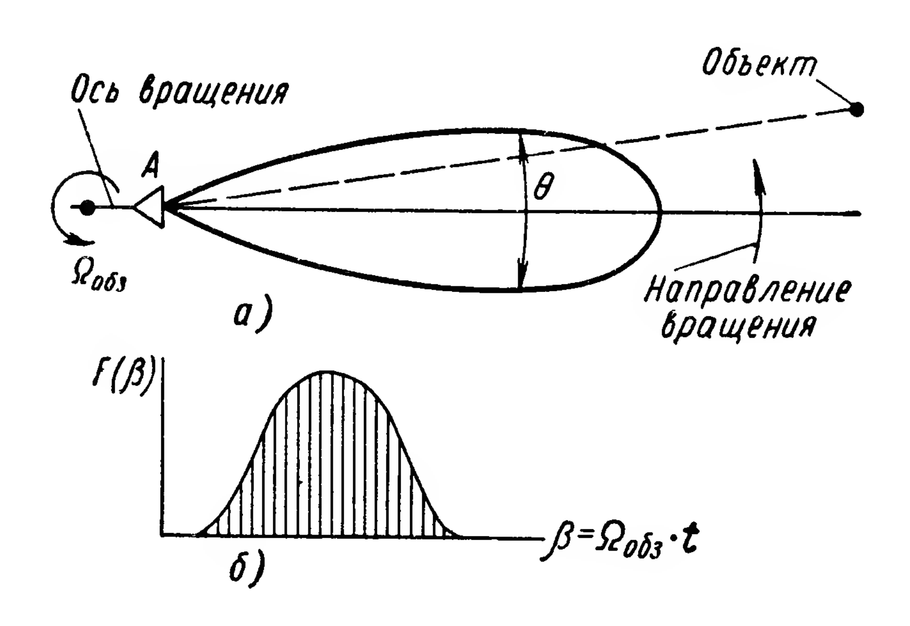


Рис. X.1. Метод максимума:

а — диаграмма направленности при круговом обзоре; *б* — серия импульсов при круговом обзоре

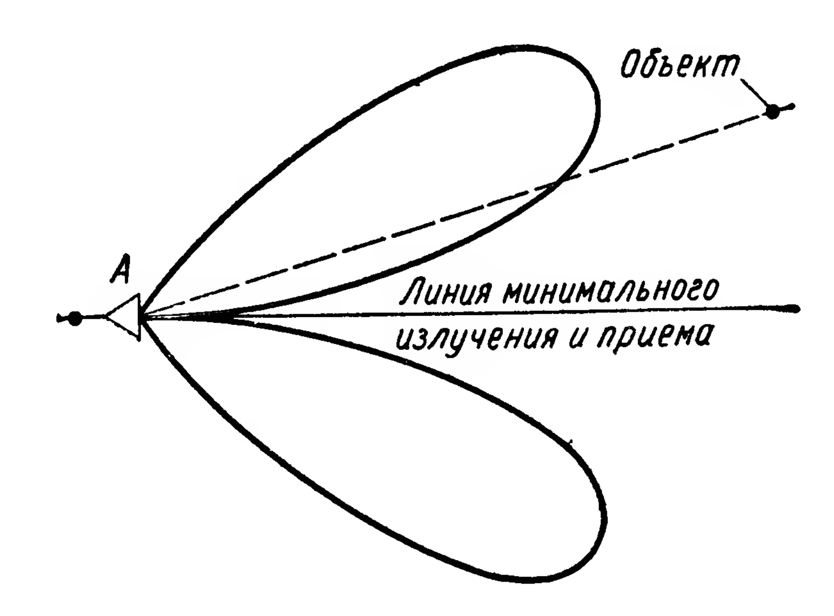


Рис. X.2. Диаграмма направленности при пеленговании методом минимума

Когда огибающая пачки импульсов, представляющая собой пеленгационную характеристику *F* (β) (рис. X. 1, *б*), достигнет максимального значения, оператор (или автоматическое устройство) фиксирует значение координаты с помощью преобразователей и указателей, связанных с механизмом антенны.

Достоинством метода максимума является простота его реализации, а также то, что пеленг осуществляется при максимальном отношении сигнала к помехе, что важно при измерении координат дальних объектов. Основной недостаток данного метода — относительно малая точность пеленгования.

Метод минимума. Определение угловой координаты методом минимума осуществляется с помощью РИУ, диаграмма направленности антенны которого имеет линию минимального приема и излучения (рис. X. 2). Диаграмма направленности перемещается до тех пор, пока линия минимального приема не совпадет с направлением на объект. В этот момент производится отсчет угловой координаты.

Метод минимума отличается большей точностью, так как пеленгационная характеристика в области минимального приема имеет большую крутизну. Недостатком метода минимума является то, что

в момент совмещения линии минимального приема с направлением на объект прием отраженного сигнала может прекратиться.

Методы сравнения реализуются при помощи последовательного переключения или конического сканирования диаграммы направленности в одноканальных РИУ и моноимпульсным методом в многоканальных устройствах.

Метод последовательного переключения диаграммы направленности антенны. При методе последовательного переключения диаграммы направленности последняя попеременно отклоняется на небольшой угол в одну и другую сторону от равносигнального направления (рис. X. 3), где принимаемые сигналы будут иметь одинаковую величину по амплитуде. Принятые при этом отраженные сигналы U_1 и U_2 сравниваются. Величина и знак разности этих сигналов являются мерой величины и направления угловой ошибки ε между направлением на объект, и равносигнальным направлением.

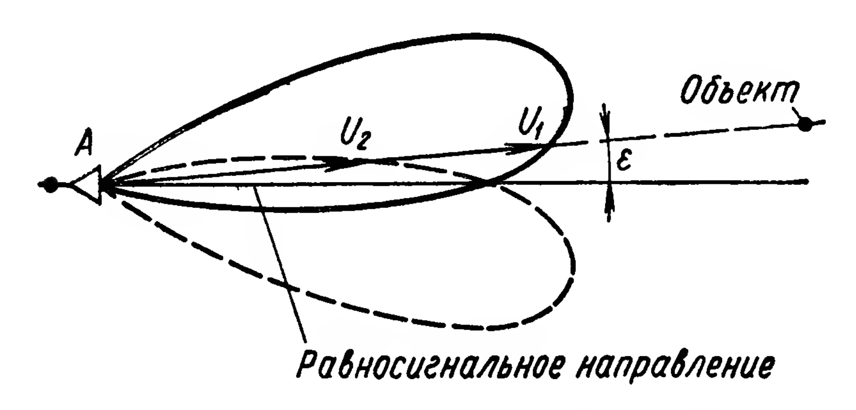


Рис. X.3. Положения диаграммы направленности при методе последовательного переключения

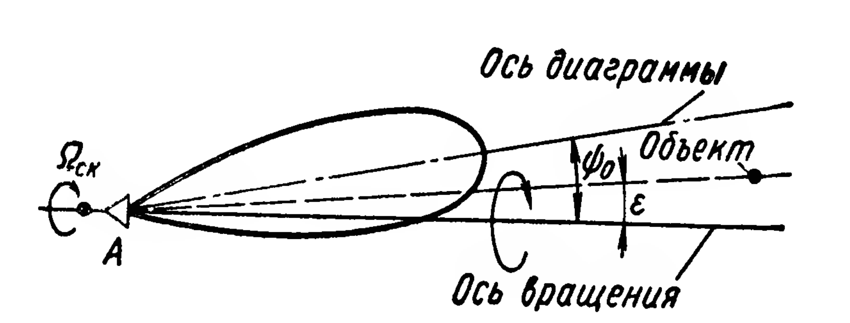


Рис. X.4. Образование равносигнального направления методом конического сканирования

Пеленгование осуществляется совмещением равносигнального направления с направлением на объект, и в этот момент производится отсчет угловых координат.

Метод конического сканирования. Метод конического сканирования является логическим развитием метода последовательного переключения диаграммы направленности. При этом используется одна диаграмма направленности, имеющая одинаковую ширину в вертикальной и горизонтальной плоскостях. Ее электрическая ось смещена на небольшой постоянный угол ψ_0 относительно равносигнального направления и непрерывно вращается с большой скоростью вокруг последнего, образуя в пространстве конус вращения (рис. X. 4).

Если направление на объект будет отличаться от равносигнального направления, то появится угловая ошибка. В этом случае принимаемые сигналы будут модулироваться частотой, равной частоте вращения $\Omega_{ск}$ диаграммы направленности. Частота вращения $\Omega_{ск}$ называется частотой сканирования. Амплитуда модулированного сигнала будет зависеть от формы диаграммы направленности, величины угла ψ_0, величины угловой ошибки и за период вращения изменяется приблизительно по синусоидальному закону.

Так как форма диаграммы направленности и угол ψ_0 остаются неизменными, на вход приемной системы будет поступать сигнал,

амплитуда огибающей которого, или глубина модуляции m, будет пропорциональна величине угловой ошибки, а фаза огибающей φ определит направление смещения объекта относительно равносигнального направления:

$$U(t) = U_m [1 + m \sin(\Omega_{ск} t + \varphi)] \cos \omega t. \qquad (X.1)$$

Коническое сканирование осуществляется с помощью одноканального устройства, недостатком которого является то, что сравниваются амплитуды сигналов, принятых в разное время (разделенных во времени на полпериода частоты сканирования). В этом случае, если даже объект точно находится на равносигнальном направлении, амплитудные флюктуации сигнала от объекта приведут к появлению ложного сигнала ошибки. Погрешность, вызванная этим сигналом, флюктуирующим примерно с частотой сканирования, вообще является принципиально неустранимым недостатком одноканальных РИУ, использующих метод конического сканирования.

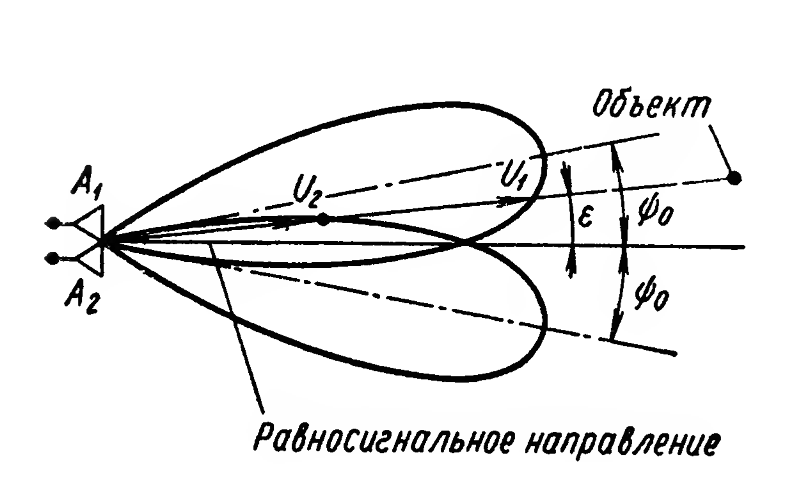


Рис. X.5. Расположение диаграмм направленностей при моноимпульсном методе пеленгования

Рис. X.6. Фазовый метод пеленгования: *а* — с помощью двух антенн; *б* — с помощью трех антенн

Этот недостаток может быть устранен при реализации метода сравнения с помощью многоканальных РИУ.

Моноимпульсный метод. Метод, позволяющий получить угловую информацию на основе одного принятого импульса, называется моноимпульсным. Угловую информацию по одному импульсу можно получить, если измерить относительную фазу несущей частоты или амплитуду отраженного импульса.

Здесь под моноимпульсным методом будет подразумеваться метод одновременного сравнения амплитуд. Этот метод реализуется с помощью многоканальных РИУ, так как угловая ошибка в данном случае определяется путем сравнения сигналов, одновременно принятых по двум или более диаграммам направленности, которые смещены симметрично относительно геометрической оси антенны на угол ψ_0, как показано на рис. X. 5. При этом образуется равносигнальное направление, совпадающее с геометрической осью антенны.

Моноимпульсный метод является методом точного определения направления на объект, так как для получения полной угловой информации измеряются мгновенные амплитуды сигналов, отноше-

ние которых не зависит от амплитудной флюктуации. Вследствие этого погрешности измерения угловых координат за счет амплитудной флюктуации, которые присущи предыдущим методам, в моноимпульсном методе в принципе исключаются, а практически в значительной степени уменьшаются.

Фазовый метод. При использовании фазового метода направление на объект определяется измерением разности фаз принимаемых сигналов. Для этого в одной координатной плоскости необходимо иметь две антенны A_1 и A_2, расположенные друг от друга на некотором расстоянии d (рис. X. 6, *а*), называемом базой. Геометрическая ось такой антенной системы проходит через середину базы перпендикулярно к ней. Обе антенны, как правило, направленного действия с идентичными диаграммами направленности, электрические оси которых располагаются параллельно геометрической оси антенны.

База всегда намного меньше расстояния R до объекта, поэтому каждая антенна облучает один и тот же объем пространства. Если направление на объект совпадает с геометрической осью антенны, то фазы сигналов, принятых каждой антенной, будут одинаковы, а разность фаз равна нулю. При отклонении объекта от геометрической оси антенны на угол ε ($\varepsilon < \theta$) амплитуды сигналов, принятых каждой антенной, практически будут одинаковыми, но фазы различными. Тогда разность фаз сигналов, принятых с разностью хода $\Delta R = d \sin \varepsilon$, как видно из рисунка X. 6, *а*, будет равна

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \varepsilon, \tag{X.2}$$

где λ — длина волны принимаемого сигнала.

Далее отметим: при увеличении ε до возможного максимального значения разность фаз может принимать несколько одинаковых значений, что приведет к неоднозначному отсчету угловой координаты объекта. Если заданы длина волны λ и угол ε_m, последний определяется шириной диаграммы направленности, то неоднозначность может быть ликвидирована выбором соответствующей величины базы d, при которой разность фаз не изменится больше, чем на π, т. е.

$$\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \varepsilon_m \leqslant \pi. \tag{X.3}$$

При малых значениях изменения угла ε крутизна пеленгационной характеристики имеет вид

$$\gamma = \frac{\varphi}{\varepsilon} = 2\pi \frac{d}{\lambda}. \tag{X.4}$$

Из формул (X. 3) и (X. 4) видно, что с увеличением ε_m необходимо уменьшать d; последнее, в свою очередь ведет к уменьшению крутизны пеленгационной характеристики γ. Поэтому такой способ устранения неоднозначности может быть удовлетворительно использован лишь при малой ширине диаграммы направленности.

Способ устранения неоднозначности за счет применения третьей антенны показан на рис. X. 6, *б*. В этом случае антенны A_1 и A_2 разнесены на базу d_1, которая имеет предельно допустимую величину с точки зрения однозначности разности фаз. Антенны A_1 и A_3 разнесены на базу d_2, которая больше базы d_1. Тогда по разности фаз сигналов, принятых антеннами A_1 и A_3, с высокой точностью определяется угловая ошибка, а ее неоднозначность устраняется измерением разности фаз сигналов, принятых антеннами A_1 и A_2.

Фазовый метод позволяет измерить угловую координату объекта по одному принятому импульсу.

Устройства, реализующие фазовый метод, практически не чувствительны к флюктуации принимаемого сигнала и обладают высокой точностью измерения угловых координат объекта. Недостатком метода является необходимость поддержания с большой точностью идентичности фазовых характеристик всех каналов устройства.

Амплитудно-фазовый метод пеленгации. Амплитудный и фазовый методы сравнения принимаемых сигналов можно реализовать в одном РИУ. Это позволяет получить угловую информацию по азимуту и углу места с помощью только двух антенн. В азимутальной плоскости угловая ошибка, например, определяется фазовым методом, для чего антенны разнесены на базу d, а их диаграммы направленности расположены параллельно. Тогда в угломестной плоскости диаграммы направленности антенн смещены на угол ψ_0 и угловая ошибка в этом случае определяется амплитудным методом сравнения сигналов.

2. ПЕЛЕНГАЦИОННЫЕ РИУ

Антенная система является основным элементом пеленгационного РИУ, чувствительным к углу прихода сигнала. Антенная система характеризуется рядом параметров, в том числе формой диаграммы направленности.

Отраженный сигнал через антенную систему проходит в приемную систему (приемник), где подвергается высокочастотной обработке, усилению и соответствующему преобразованию. Сигнал, обработанный в приемнике, далее используется для формирования угловой информации об объекте.

Выделение угловой информации производится с помощью различных электронных устройств и систем, которые дают возможность оператору воспринимать получаемую угловую информацию или позволяют выделять сигнал ошибки, образуя пеленгационную характеристику.

Наибольшее распространение получили визуальные индикаторы на электронно-лучевых трубках, так как с их помощью можно передать больший объем информации по сравнению с другими способами. При этом оператор сравнивает положение световой отметки принимаемого сигнала с положением механического или электрического

визира и определяет координаты объекта. Однако невысокая разрешающая способность электронно-лучевой трубки и субъективные ошибки оператора не позволяют реализовать потенциальные возможности РИУ с точки зрения точности определения угловых координат объекта.

Элементы и системы, формирующие из принятого отраженного сигнала напряжение сигнала ошибки, дают возможность непрерывно определять угловые координаты и вести автоматическое сопровождение объекта.

Основными и необходимыми элементами системы для выделения сигнала ошибки являются детекторы огибающей (импульсные, или пиковые детекторы), фазочувствительные детекторы (выпрямители, коммутаторы) и фазовые детекторы [18].

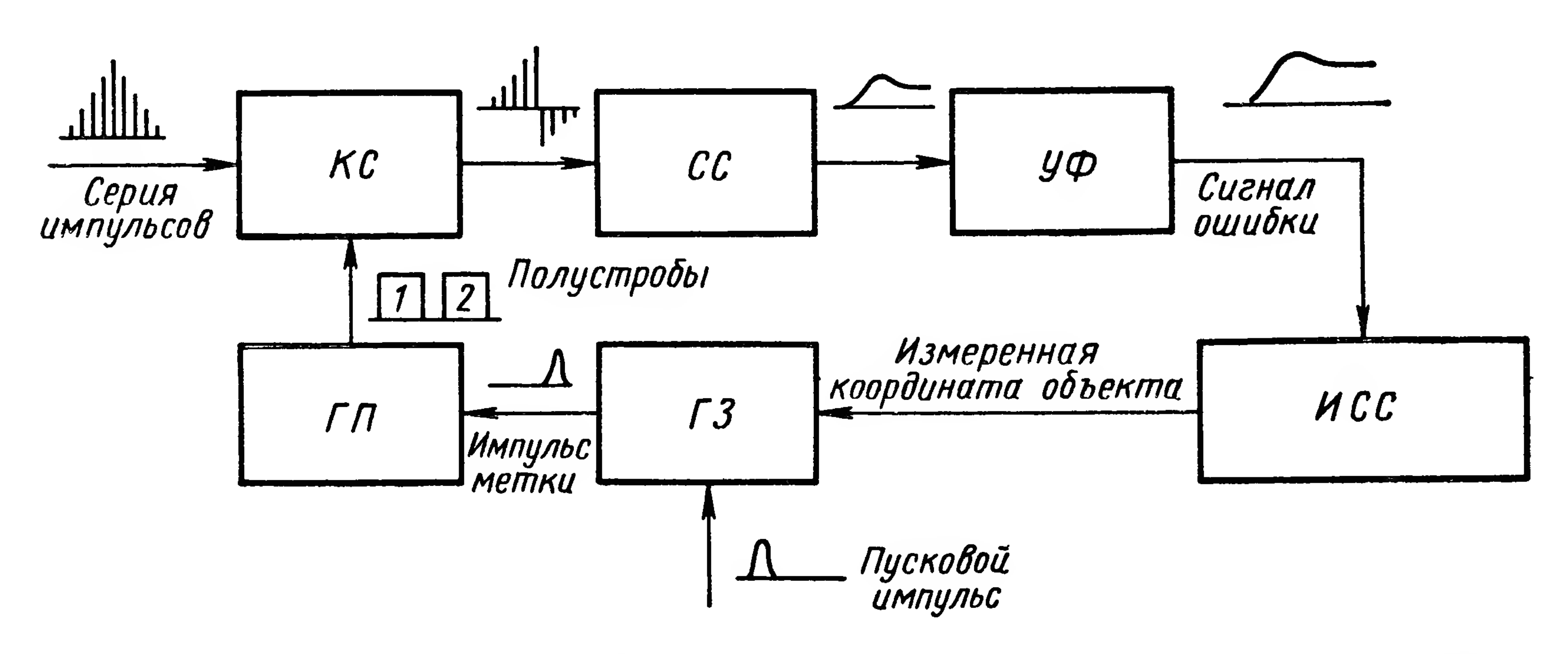


Рис. X.7. Функциональная схема устройства выделения сигнала ошибки и автоматического сопровождения объекта по азимуту при круговом обзоре:

КС — каскад совпадения; *СС* — схема сравнения; *УФ* — усилитель и фильтр; *ГП* — генератор полустробов; *ГЗ* — генератор задержки; *ИСС* — исполнительная следящая система

Остальные элементы и системы, предназначенные для усиления, преобразования сигнала к виду, удобному для получателя и стабилизации показателей пеленгационной характеристики, имеют чисто техническое значение. Наличие того или иного элемента и системы зависит, прежде всего, от метода получения угловой информации, примененного в системе.

Пеленгационное РИУ, реализующее метод максимума. Метод максимума при линейном развертывании диаграммы направленности позволяет осуществлять автоматическое сопровождение одного или нескольких объектов при одновременном обзоре пространства.

Сигнал ошибки вырабатывается на основе анализа пачки импульсов, принятых при совпадении диаграммы направленности антенны с направлением на объект. Функциональная схема одного из вариантов системы выделения сигнала ошибки для автоматического сопровождения объекта по азимуту при круговом обзоре пространства изображена на рис. X. 7.

Слежение производится за серией импульсов. Пусковой импульс, вырабатываемый в момент прохождения осью диаграммы направленности антенны направления, принятого за начало отсчета азимута, подается на генератор задержки, формирующий импульс метки, который возбуждает генератор полустробов.

Полустробы *1* и *2* и пачка импульсов подаются на каскад совпадения, в котором сравниваются временные положения полустробов и пачки импульсов. Импульсы пачки, прошедшие за время действия первого полустроба, подаются на схему сравнения в положительной полярности, а импульсы пачки, прошедшие за время действия второго полустроба, подаются в отрицательной полярности. На выходе схемы сравнения получается разностный сигнал, который после усиления и фильтрации преобразуется в сигнал ошибки. На генератор задержки подается также измеренная координата объекта, пропорционально которой изменяется время задержки.

Так как скорость обзора $\Omega_{обз}$ постоянная, то величина времени задержки будет характеризовать значение измеренной координаты объекта. Если пачка импульсов поделилась поровну между первым и вторым полустробами, то напряжение сигнала ошибки будет равно нулю. Это означает, что измеренная угловая координата будет соответствовать истинному значению.

Поскольку разностный сигнал выделяется только в момент облучения объекта, то пачки импульсов принимаются сериями с определенным интервалом. Это обстоятельство, а также применение грубого метода пеленгации по максимуму не позволяют получить высокую точность определения координат объекта. Для повышения точности выработки угловых координат необходимо уменьшать интервал между сериями, наибольшая точность может быть получена при непрерывном поступлении пачки импульсов. Это реализуется в пеленгационных РИУ, диаграммы направленности которых всегда направлены на объект, при этом для формирования сигнала ошибки используется один из методов сравнения. Наиболее широкое распространение получил метод конического сканирования.

Пеленгационные РИУ, использующие метод конического сканирования. Типовая система выделения сигнала ошибки, использующая метод конического сканирования, состоит из детектора, усилителя и фазочувствительных выпрямителей. Последние необходимы для разложения сигнала ошибки на составляющие U_β и U_ε, пропорциональные отклонению объекта от оси антенны соответственно по азимуту и углу места (рис. X. 8).

Функциональная схема системы формирования сигнала ошибки показана на рис. X. 9. В качестве детектора сигнала ошибки используется диодный импульсный детектор, который преобразует модулированные по амплитуде импульсы U_φ в пульсирующее напряжение $U_д$.

Затем с помощью усилителя сигнала ошибки производится усиление переменной составляющей и разделение ее от постоянной составляющей принятого сигнала. С целью выделения основной

гармоники сигнала ошибки и частичного подавления флуктуационных помех усилитель выполнен по избирательной схеме с резонансной частотой, равной частоте сканирования.

Известно, что амплитуда отраженных импульсов зависит от расстояния до объекта, а также от величины эффективной отражающей площади объекта. Это обстоятельство приводит к тому, что амплитуда переменной составляющей на выходе детектора может быть различной при одной и той же величине угловой ошибки. Поэтому необходимо, чтобы коэффициент передачи системы выделения сигнала ошибки оставался неизменным при изменении уровня отраженных импульсов. Для этого приемник РИУ имеет систему автоматического регулирования усиления (АРУ), которая удерживает постоянной среднюю величину принятых импульсов при ее медленном изменении.

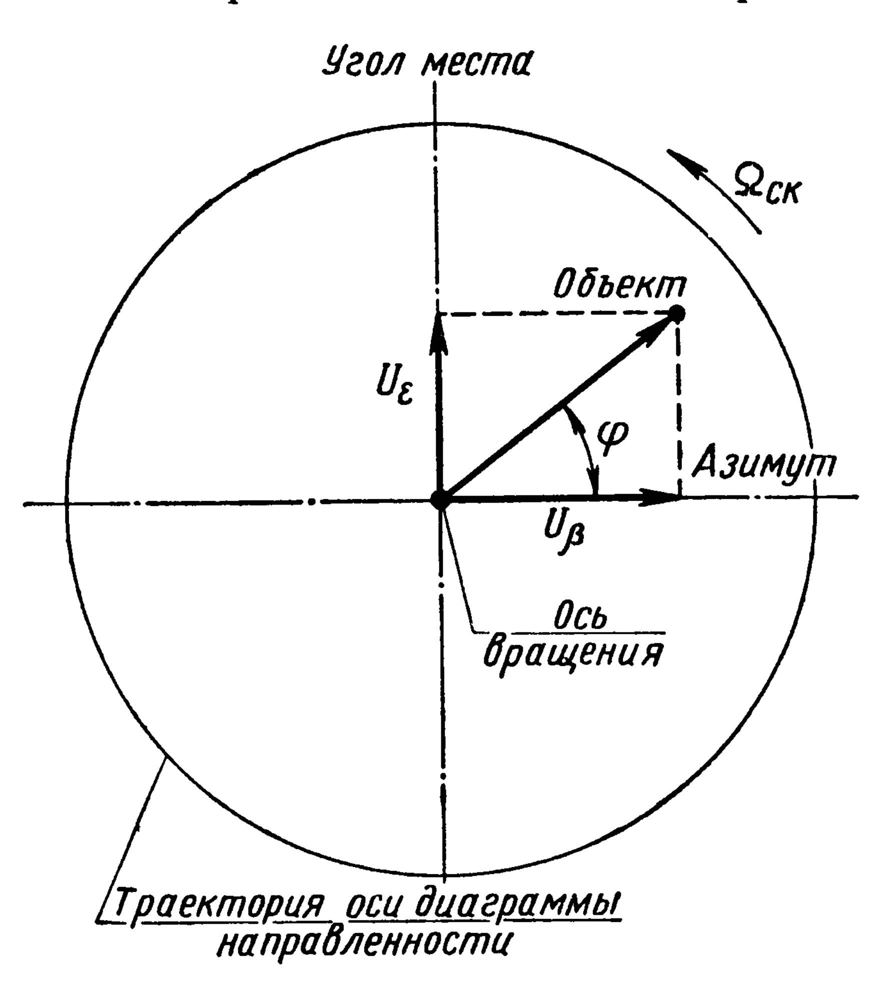


Рис. X.8. Образование азимутальной и угломестной составляющих сигнала ошибки в наклонной плоскости

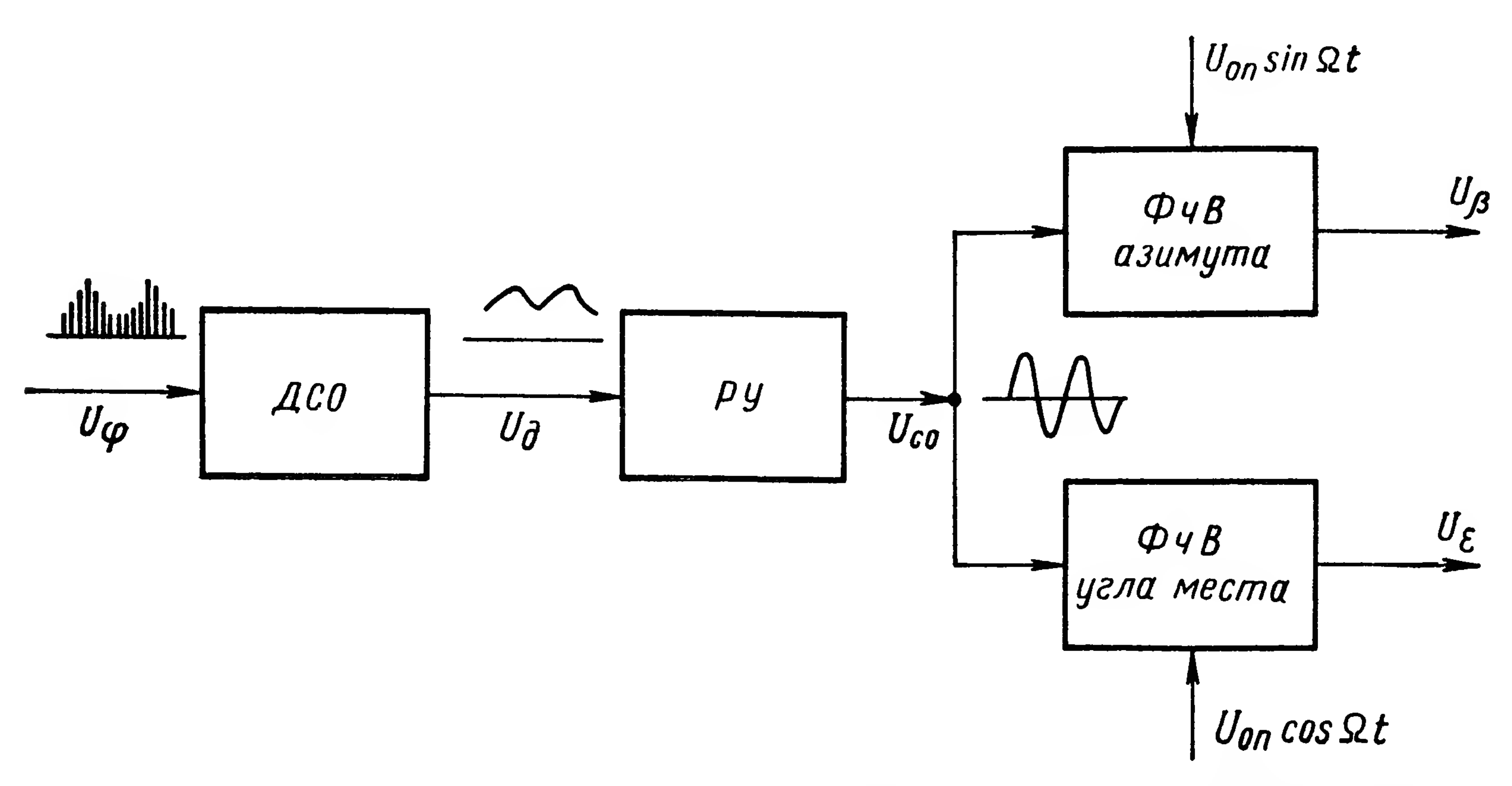


Рис. X.9. Функциональная схема устройства выделения сигнала ошибки по азимуту и углу места в системе с коническим сканированием:

ДСО — детектор сигнала ошибки; *РУ* — резонансный усилитель; *ФчВ* — фазочувствительный выпрямитель

При более быстрых изменениях уровня импульсов стабилизация коэффициента передачи достигается изменением коэффициента усиления резонансного усилителя обратно пропорционально величине постоянной составляющей, которая меняется в соответствии

с изменением средней величины импульсов на выходе приемника. Благодаря этому величина сигнала ошибки не будет зависеть от изменения дальности и эффективной отражающей площади, а будет зависеть только от величины угловой ошибки.

После высокочастотной обработки принятого сигнала (см. формулу X. 1) напряжение сигнала ошибки на выходе резонансного усилителя будет иметь следующий вид:

$$U_{со}(t) = U_m m (\sin \Omega_{ск} t + \varphi). \qquad (X.5)$$

Это напряжение можно представить в другой форме:

$$U_{со}(t) = U_\beta \sin \Omega_{ск} t + U_\varepsilon \cos \Omega_{ск} t, \qquad (X.6)$$

где $U_\beta = U_m \cos \varphi$ — напряжение, пропорциональное азимутальной составляющей угловой ошибки;

$U_\varepsilon = U_m \sin \varphi$ — напряжение, пропорциональное угломестной составляющей угловой ошибки.

Из выражения (X. 6) видно, как надо подавать опорные напряжения на фазочувствительные выпрямители, чтобы выделить из сигнала ошибки составляющие U_β и U_ε.

Азимутальное опорное напряжение, равное $U_{оп} \sin \Omega_{ск}\ t$, совпадающее по фазе с азимутальной составляющей сигнала ошибки, и угломестное опорное напряжение, равное $U_{оп} \cos \Omega_{ск}\ t$, совпадающее по фазе с угломестной составляющей сигнала ошибки, поступают с генератора опорных напряжений (ГОН), ротор которого механически связан с электродвигателем, вращающим диаграмму направленности антенны. ГОН представляет собой электрическую машину с намагниченным ротором и с двумя взаимно перпендикулярными статорными обмотками. С этих обмоток снимаются два переменных напряжения с частотой, равной частоте сканирования, с одинаковыми амплитудами, но сдвинутые между собой по фазе на 90°.

В результате на выходе фазочувствительного выпрямителя образуется напряжение постоянного тока, величина которого пропорциональна величине, соответствующей составляющей угловой ошибки, а полярность показывает направление этой ошибки от геометрической оси антенны. Полученные таким образом сигналы U_β и U_ε направляются на входы соответствующих усилителей следящих систем.

Моноимпульсные РИУ. Простейшая моноимпульсная система выделения сигнала ошибки реализуется с помощью амплитудно-разностного устройства. На рис. X. 10 показана функциональная схема моноимпульсной системы выделения сигнала ошибки в одной плоскости с помощью амплитудно-разностного устройства.

Принимаемые каждой из антенн A_1 и A_2 сигналы поступают на соответствующие приемные каналы, где они преобразуются, усиливаются и детектируются. Затем видеоимпульсы с выхода каждого приемника подаются на вычитающее устройство, в котором находится их разность. Эта разность является сигналом ошибки для управления положением антенны.

Сигналы на выходе приемников первого и второго каналов можно представить в виде:

$$U_1 = K_1 F(\psi_0 + \varepsilon);$$
$$U_2 = K_2 F(\psi_0 - \varepsilon), \qquad (X.7)$$

где K_1 и K_2 — коэффициенты передачи соответствующих каналов; $F(\beta)$ — характеристика направленности антенны, где

$$\beta = \psi_0 \pm \varepsilon.$$

При малых значениях угловой ошибки на выходе схемы вычитания сигнал ошибки имеет вид

$$U_{co} = (K_1 - K_2) F(\psi_0) + (K_1 + K_2) \left[\frac{dF(\beta)}{d\beta}\right]_{\beta = \psi_0} \cdot \varepsilon. \qquad (X.8)$$

Если $K_1 = K_2 = K$, то сигнал ошибки можно представить в виде

$$U_{co} = 2K \left[\frac{dF(\beta)}{d\beta}\right]_{\beta = \psi_0} \cdot \varepsilon. \qquad (X.9)$$

Из формулы (X. 9) видно, что сигнал ошибки пропорционален величине угловой ошибки ε. Выражения (X. 8) и (X. 9) показывают,

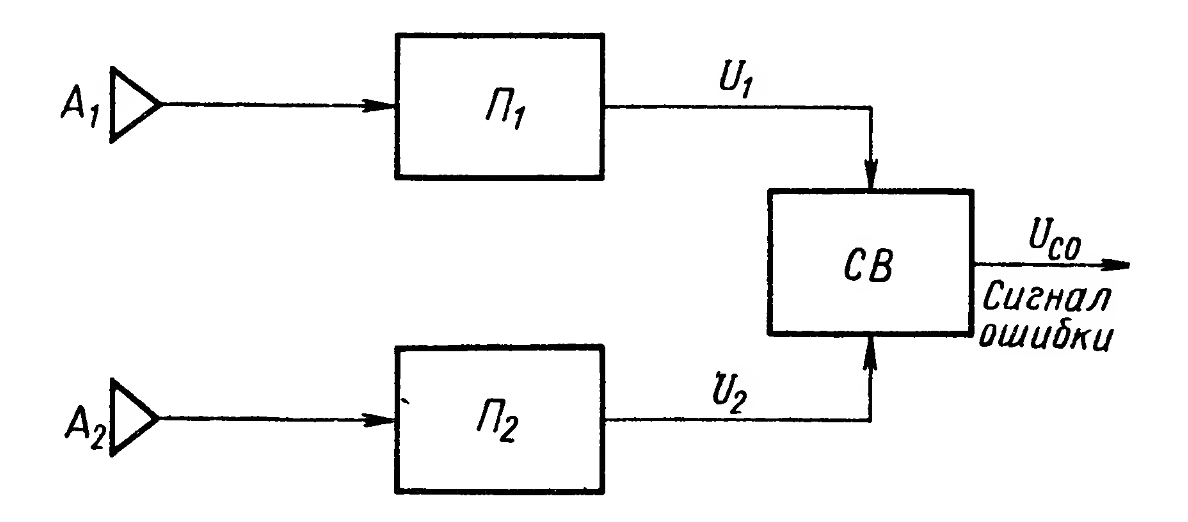


Рис. X.10. Функциональная схема амплитудно-разностного устройства выделения сигнала ошибки моноимпульсной системы:

П — приемник; *СВ* — схема вычитания

что нулевое значение пеленгационной характеристики и ее крутизна зависят от стабильности коэффициента передачи каналов и их идентичности, что является существенным недостатком моноимпульсной системы с амплитудно-разностным устройством. Этот недостаток отсутствует в моноимпульсной РИУ, где сигнал ошибки выделяется с помощью суммарно-разностной схемы с последующим нормированием принимаемых сигналов. Этот вариант является наиболее совершенным, так как позволяет исключить также влияние изменения уровня принимаемых сигналов на стабильность пеленгационной характеристики и тем самым обеспечить более высокую точность определения направления на объект.

Сравнение амплитуд сигналов и выделение разностного сигнала производится непосредственно после антенн до приемных каналов.

С этой целью применяется суммарно-разностный высокочастотный волноводный мост, являющийся одним из основных чувствительных элементов рассматриваемой системы (рис. X. 11).

К точкам a_1 и a_2 моста подсоединены соответственно антенны A_1 и A_2. Отвод C называется суммарным, а отвод P — разностным.

Если к точке C подать высокочастотную энергию передатчика, то она распределится между антеннами поровну и синфазно, образуя суммарную диаграмму направленности.

Принятые сигналы U_1 и U_2 пройдут по кольцу одинаковые пути и в точке C волноводного моста сложатся в фазе. При этом суммарное напряжение U_c имеет диаграмму направленности, аналогичную суммарной диаграмме направленности при излучении. В точке P эти же два сигнала подходят в противофазе, поэтому они вычитаются и образуют разностное напряжение U_p.

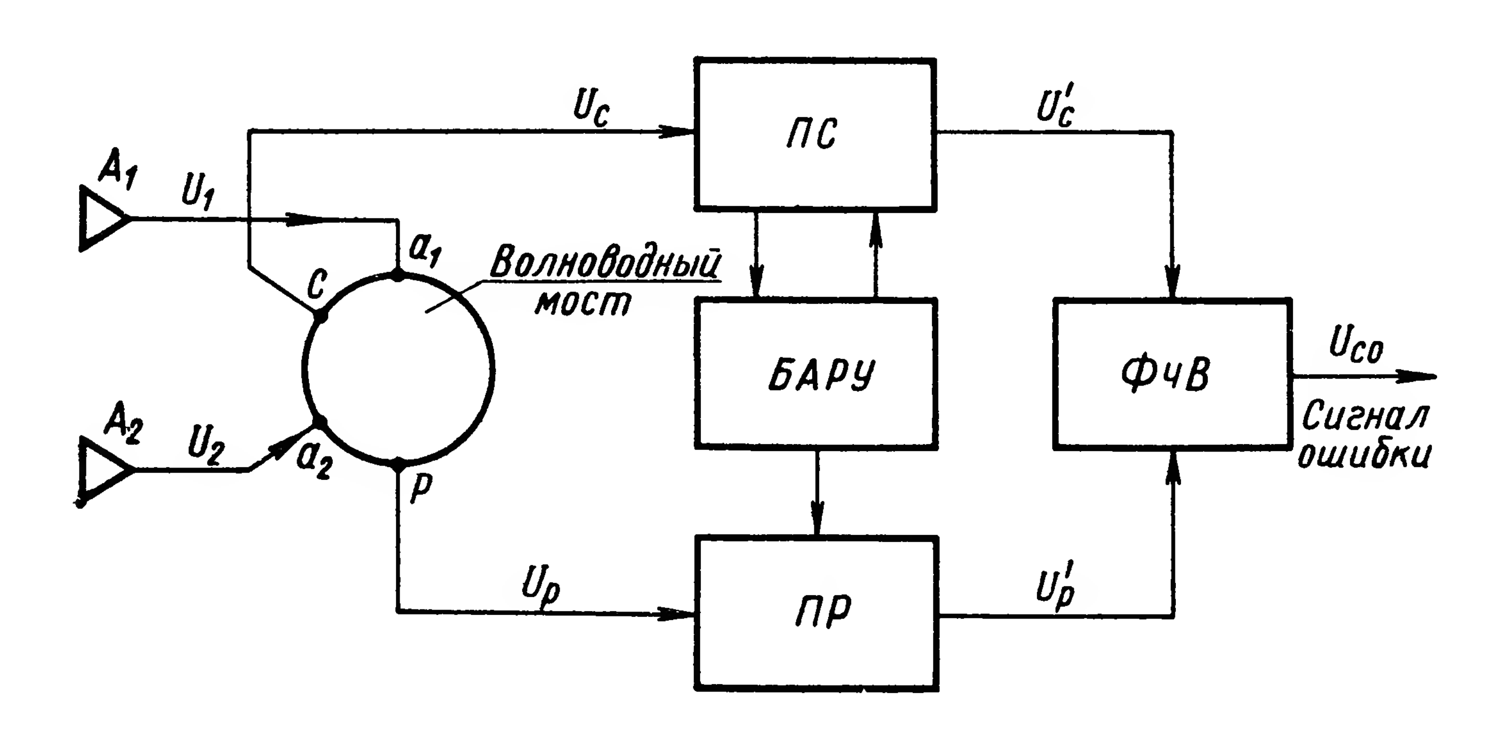


Рис. X.11. Функциональная схема суммарно-разностного устройства: *ПС* — приемник суммы; *ПР* — приемник разности; *БАРУ* — быстродействующая схема *АРУ*

Суммарный и разностный сигналы затем преобразуются, усиливаются в соответствующих приемных каналах «суммы» и «разности» и подаются на фазочувствительный выпрямитель (*ФчВ*). Причем суммарный сигнал используется в качестве опорного напряжения.

На выходе *ФчВ* формируется сигнал ошибки U_{co}, величина и знак которого зависят от величины и фазы разностного сигнала, а также от уровня принимаемых сигналов.

С целью исключения влияния изменения уровня принимаемых сигналов на величину сигнала ошибки, т. е. стабилизации крутизны пеленгационной характеристики, применяется быстродействующая схема автоматического регулирования усиления (*БАРУ*), которая работает от суммарного сигнала. *БАРУ* изменяет коэффициент усиления обоих каналов обратно пропорционально величине суммарного сигнала. Тогда разностное напряжение на выходе канала «разности» будет как бы делиться на величину суммарного сигнала, т. е. будет происходить нормирование разностного сигнала [10].

Поскольку *ФчВ* является умножителем, то при нормальной работе *БАРУ* напряжение сигнала ошибки на выходе *ФчВ* будет

пропорционально отношению разностного и суммарного сигналов

$$U_{co} \approx \frac{U_p}{U_c} \approx \frac{F(\psi_0 - \varepsilon) - F(\psi_0 + \varepsilon)}{F(\psi_0 - \varepsilon) + F(\psi_0 + \varepsilon)}. \qquad (X.10)$$

Таким образом устраняется влияние флуктуаций принимаемых сигналов, а неидентичность каналов не сказывается на положении «нуля» пеленгационной характеристики.

В рассмотренной моноимпульсной системе удачно сочетается метод максимума, который позволяет получить хорошее соотношение сигнала к шуму, а следовательно, иметь большую дальность обнаружения объекта, и метод минимума, который обеспечивает высокую точность определения направления на объект. Благодаря этому суммарно-разностная обработка сигнала, несущего угловую информацию, получила наибольшее применение в моноимпульсных системах.

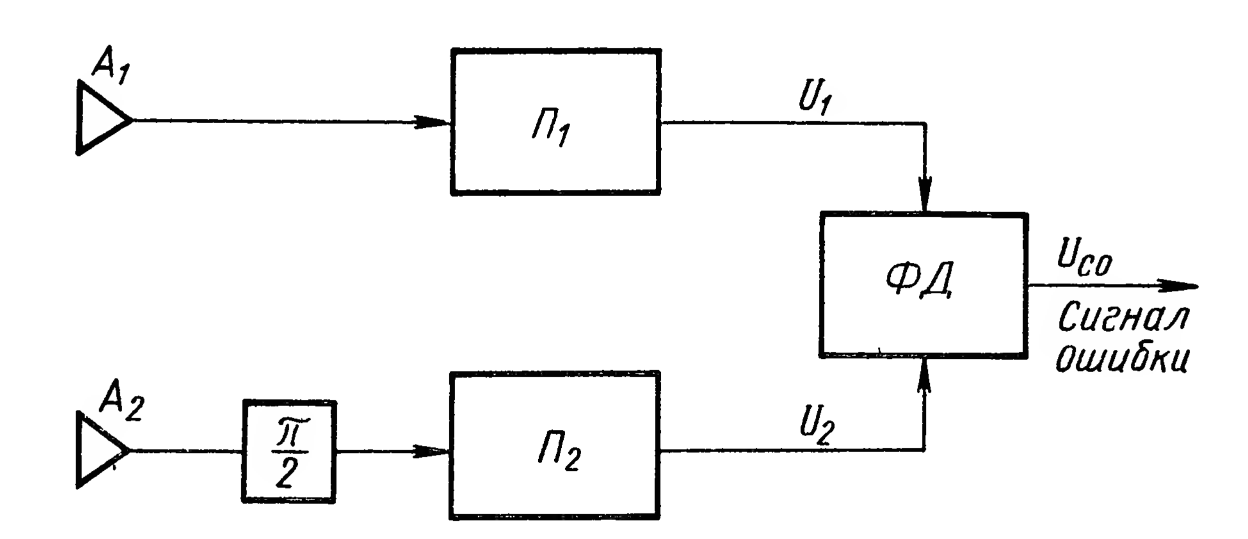


Рис. X.12. Функциональная схема устройства выделения сигнала ошибки фазовым методом:

$П_1$ и $П_2$ — приемники; *ФД* — фазовый детектор

Фазовые пеленгационные РИУ. На рис. X.12 показана функциональная схема фазового пеленгационного РИУ, измеряющего угловые координаты в одной плоскости.

Элементом, в котором происходит сравнение фаз сигналов U_1 и U_2, принятых антеннами A_1 и A_2, является фазовый детектор. Напряжение на выходе фазового детектора — сигнал ошибки, будет зависеть не только от разности фаз, но и от значения коэффициентов передачи каналов и уровня принимаемых сигналов.

Для того чтобы исключить влияние нестабильности коэффициентов передачи каналов и изменение уровня сигналов в приемниках, применяют АРУ и ограничители. Тогда напряжения на выходах приемников будут постоянными по величине, равными U_0. Фазовый детектор работает как умножитель, поэтому сигнал ошибки на его выходе имеет вид:

$$U_{co} = K_{фд} U_0^2 \sin(\omega t + \varphi) \sin \omega t =$$
$$= \frac{K_{фд} U_0^2}{2} \cos \varphi - \frac{K_{фд} U_0^2}{2} \cos(2\omega t + \varphi), \qquad (X.11)$$

где $K_{фд}$ — коэффициент передачи фазового детектора.

Вторая гармоника с помощью фильтра, установленного на выходе фазового детектора, не пропускается, поэтому

$$U_{co}=K\cos\varphi, \qquad (X.12)$$

где $K=\frac{K_{\phi\partial}U_0^2}{2}$ — величина постоянная.

Формула (X. 12) показывает, что пеленгационная характеристика, имея максимальное значение при точном пеленге, не характеризует направление угловой ошибки, т. е. при отклонении от пеленга в ту или другую сторону сигнал ошибки имеет один и тот же знак. Для устранения этого недостатка в одном из приемных каналов с помощью фазовращателя фазу сигнала сдвигают на $\frac{\pi}{2}$. Тогда с учетом формулы (X. 2) получим

$$U_{co}=K\sin\left(2\pi\frac{d}{\lambda}\sin\varepsilon\right). \qquad (X.13)$$

При малых значениях ε можно записать

$$U_{co}\approx K2\pi\frac{d}{\lambda}\varepsilon. \qquad (X.14)$$

Зависимость $\frac{U_{co}}{K}$ от угловой ошибки ε является пеленгационной характеристикой. Крутизна пеленгационной характеристики при $\varepsilon=0$.

$$\gamma=\left|\frac{dF(\varepsilon)}{d\varepsilon}\right|_{\varepsilon=0}=2\pi\frac{d}{\lambda}. \qquad (X.15)$$

Как видно из формулы (X. 15), для увеличения крутизны пеленгационной характеристики необходимо увеличивать базу d или уменьшать длину излучаемой волны λ.

3. ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ РИУ

Измерение угловых координат объекта производится с определенной степенью точности.

Ошибки, определяющие точность пеленгования, можно подразделить на две основные группы. К первой группе относятся ошибки, источником которых является собственно РИУ, а ко второй группе — ошибки, которые вызваны характером изменения эффективной отражающей площади объекта и условиями распространения радиоволн.

По закономерности возникновения ошибки принято разделять на систематические и случайные. Систематические можно измерить, предсказать и скомпенсировать или учесть. Случайные ошибки, определяемые по их временным функциям методами гармонического анализа на основании статистических данных, характеризуются максимальными, среднеквадратичными или вероятными значениями их величин [21].

Систематические ошибки первой группы, как правило, являются инструментальными. Сюда относятся ошибки следящих

систем, которые в значительной степени зависят от конструкции и качества изготовления их механических узлов и параметров приводов; ошибки, вызванные нестабильностью параметров аппаратуры системы выделения сигнала ошибки; ошибки совмещения геометрической оси антенны с равносигнальным направлением диаграммы направленности; ошибки привязки и ориентировки радиолокационной станции на местности.

К систематическим ошибкам второй группы относятся ошибки, обусловленные влиянием земли и местных предметов на угол прихода отраженных сигналов, а также влиянием климатических условий на распространение радиоволн.

Однако потенциальная точность, связанная с величиной систематических ошибок, прежде всего, определяется методом пеленгования и формой диаграммы направленности [23].

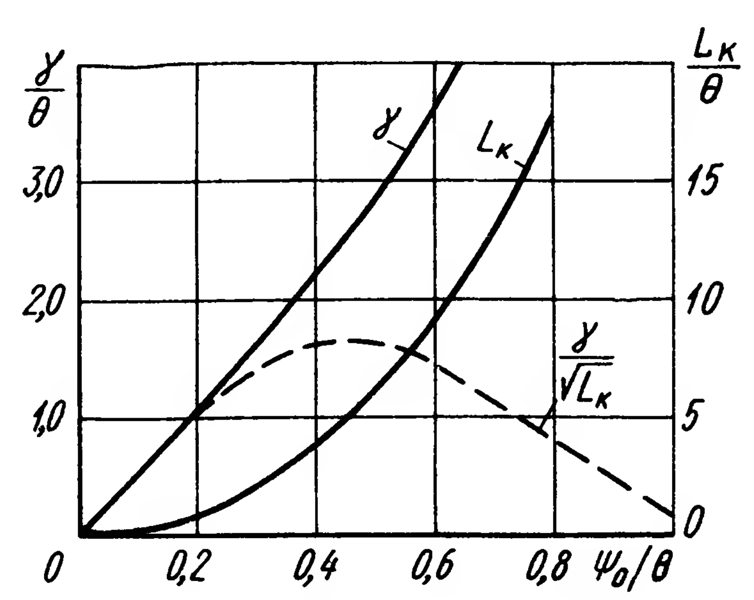


Рис. X.13. Кривые, определяющие выбор оптимального угла смещения, нормированного к ширине диаграммы направленности

С увеличением крутизны пеленгационной характеристики в окрестности нулевой угловой ошибки повышается точность пеленгования. Чем меньше ширина диаграммы направленности θ, тем больше крутизна пеленгационной характеристики. Кроме того, крутизну пеленгационной характеристики можно повысить, увеличивая угол смещения диаграммы направленности ψ_0 относительно оси антенны. На рис. X. 13 показана кривая зависимости крутизны γ от угла ψ_0, отнесенной к ширине диаграммы направленности. На рис. X. 13 показана кривая множителя потерь $L_к$, характеризующая снижение мощности принимаемого отраженного сигнала, когда объект находится на равносигнальном направлении. Для выбора оптимального значения угла смещеня ψ_0 следует пользоваться кривой отношения $\frac{\gamma}{\sqrt{L_к}}$ (штриховая кривая) [1].

В моноимпульсном РИУ крутизна пеленгационной характеристики несколько выше крутизны пеленгационной характеристики устройства с коническим сканированием в диапазоне углов смещения диаграммы направленности ψ_0 относительно оси антенны, представляющих практический интерес [20].

Одним из требований, относящихся к точности измерения угловой ошибки, является требование к линейности пеленгационной характеристики в необходимых пределах. Выполнение этого условия обеспечивает независимость коэффициента передачи канала от величины угловой ошибки и точность ее измерения, а также достоверность измерения производной угловой ошибки [7].

Случайные ошибки возникают из-за случайного характера процессов в системах РИУ и случайного характера отражения сигнала от объекта.

Случайные ошибки первой группы вызываются тепловыми шумами, возникающими при взаимодействии антенны и окружающего пространства, и шумами приемника.

Случайные ошибки второй группы появляются вследствие флуктуации амплитуды отраженного сигнала (амплитудный шум) и флуктуации угла прихода отраженного сигнала (угловой шум) от сложного объекта конечных размеров. Это происходит потому, что при измерении углового положения объекта относительно РИУ в широких пределах меняется амплитуда отраженного сигнала, а также смещается положение эффективного центра отражения объекта.

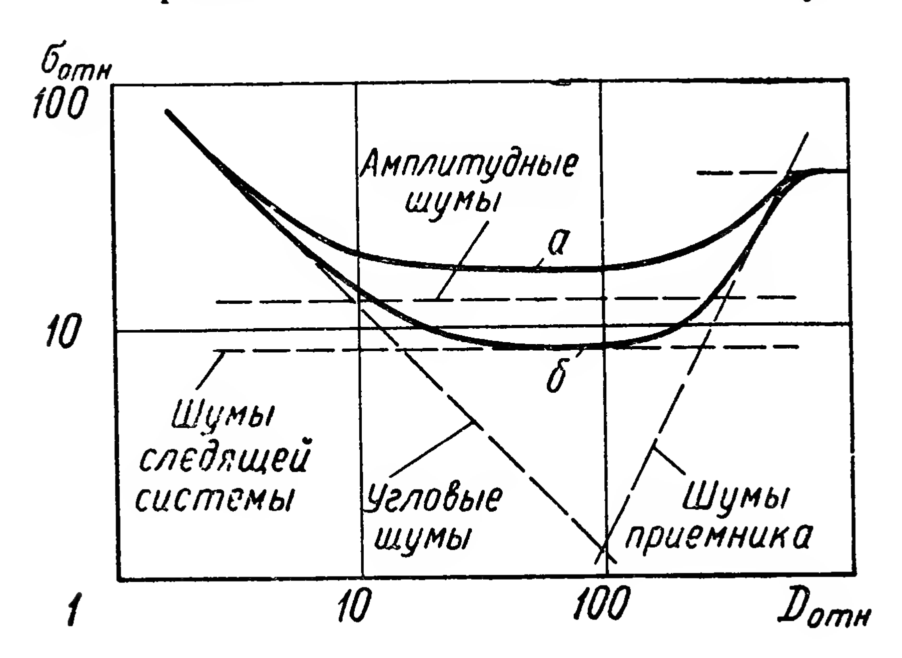


Рис. X.14. Зависимость относительных среднеквадратичных ошибок составляющих шумов от относительной дальности до объекта

Шумовые модуляции отраженного сигнала вызывают на выходе детекторов появление шумовой составляющей сигнала ошибки, следовательно, появление случайных ошибок измерения. Именно этим и определяется точность пеленгования объекта.

Для уменьшения влияния амплитудного шума в РИУ с коническим сканированием и в моноимпульсном измерительном устройстве используются системы АРУ [1, 2]. В моноимпульсных устройствах используется АРУ с широкой полосой пропускания, что и приводит почти к полному устранению ошибки за счет амплитудного шума. В устройствах с коническим сканированием АРУ имеет ограниченную полосу пропускания для того, чтобы сохранялась огибающая с частотой сканирования. Поэтому устройство с коническим сканированием более чувствительно к воздействию амплитудного шума.

Угловые шумы зависят от линейных размеров объекта, поэтому их величина будет обратно пропорциональна дальности до объекта. Степень влияния углового шума на точность пеленгования зависит от ряда факторов, но основное значение из них имеют ширина полосы пропускания следящей системы и ширина полосы пропускания АРУ. При уменьшении полосы пропускания АРУ влияние углового шума ослабевает, но при этом, естественно, возрастает влияние амплитудного шума. Поэтому практически для уменьшения общих флуктуационных ошибок желательно применять АРУ с широкой полосой пропускания, используя при этом следящую систему с минимально допустимой полосой пропускания [20].

Тепловые шумы нельзя устранить полностью, хотя и можно свести к низкому уровню шумы приемника, но при этом шумы антенны останутся. Ошибка, возникающая за счет тепловых шумов, прямо пропорциональна квадрату расстояния до объекта, так как определяется отношением сигнала к шуму по напряжению.

Таким образом, точность пеленгования в настоящее время ограничена воздействием угловых и тепловых шумов [1, 19, 20]. Причем основным источником ошибок на малых дальностях являются угловые шумы, но тем не менее максимальная точность ограничивается тепловыми шумами.

На рис. X. 14 приведены зависимости относительных среднеквадратических ошибок $\sigma_{отн}$, а также составляющих шумов от относительной дальности до объекта $D_{отн}$. Относительное положение кривых зависит от конкретной радиолокационной станции и объекта. Шумы следящей системы и амплитудные шумы не зависят от дальности: в первом случае это очевидно, а во втором случае потому, что амплитудные шумы представляют собой амплитудную модуляцию среднего уровня сигнала, не зависящего от дальности, так как в приемнике предусмотрена система АРУ.

4. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРИНЦИПЫ И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ

Общим физическим принципом работы всех активных радиодальномеров (дальномерных РИУ) является направленное излучение в сторону объекта радиосигнала и измерение времени задержки t_R момента приема отраженного от этого объекта сигнала по отношению к моменту его излучения.

Радиодальномер — это только один из четырех основных взаимосвязанных каналов формирования первичной информации (угла места, азимута, дальности и скорости изменения дальности радиолокационной станции (РЛС), представляющей собой сложный радиотехнический измерительный комплекс, состоящей из многих систем (передающей, антенно-фидерной, приемной, оконечных устройств и др.) и большого числа конструктивно законченных блоков и узлов.

Измерение расстояния до объекта путем определения времени задержки отраженного от него сигнала базируется на двух свойствах радиоволн: прямолинейности их распространения в однородной среде и постоянстве скорости распространения в такой среде.

Дальность до объекта R связана с временем задержки отраженного сигнала t_R формулой

$$R = \frac{1}{2} ct_R, \quad (X.16)$$

где c — скорость распространения радиоволн, равная скорости света.

Методы дальнометрии классифицируют в зависимости от вида модуляции излученного колебания и параметра принятого колебания, отображающего дальность (время задержки). Различают три основных метода дальномерами: фазовый, частотный и импульсный [25].

При фазовом методе измерение дальности основано на пропорциональной зависимости времени задержки t_R от фазового сдвига принятого СВЧ колебания. Практически реализуемыми являются двухчастотный и многочастотный фазовые методы, при которых излучаются два или более немодулированных СВЧ колебаний с близкими частотами или одно СВЧ колебание, модулированное по амплитуде одним или несколькими низкочастотными колебаниями. Измерение дальности при двухчастотном методе основано на пропорциональной зависимости времени задержки от сдвига фаз огибающей двух принятых колебаний. При многочастотном методе анализируются фазовые сдвиги огибающих всех пар колебаний с различным разносом частот.

При частотном методе осуществляется периодическая частотная модуляция несущего колебания СВЧ. Измерение дальности при частотном методе основано на пропорциональной зависимости времени задержки от сдвига частоты принятого сигнала по отношению к излученному.

При импульсном методе осуществляется импульсная модуляция несущего СВЧ колебания. Зондирующий сигнал представляет собой периодически повторяющуюся последовательность коротких радиосигналов. При импульсном методе непосредственно измеряется временно́е запаздывание принятого радиоимпульса по отношению к излученному.

Наибольшее распространение в силу своей простоты и ряда других достоинств получил импульсный метод. Кроме трех основных методов дальнометрии, существуют различные комбинированные методы. Так, в последние годы начал применяться импульсный метод с использованием так называемых широкополосных сигналов, т. е. сигналов, у которых произведение длительности импульса на ширину спектра его значительно больше единицы. К таким сигналам, например, относятся широкие радиоимпульсы с внутриимпульсной частотной модуляцией, фазомонипулированная последовательность радиоимпульсов и др.

Поскольку при фазовом и частотном методе дальнометрии излучаются непрерывные колебания, РИУ, использующие эти методы называют РИУ с непрерывным излучением в отличие от импульсных РИУ, использующих импульсный метод.

5. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДАЛЬНОМЕРНЫХ РИУ

Основными техническими характеристиками радиодальномеров являются следующие: точность измерения, разрешающая способность, помехоустойчивость, интервал однозначного измерения дальности, надежность работы.

Точность измерения дальности характеризуется систематическими и случайными погрешностями измерения дальности, которые, как правило, выражаются в абсолютных единицах — метрах.

Разрешающая способность по дальности характеризует возможность раздельного измерения дальности до нескольких близко расположенных объектов. Численно разрешающая способность по дальности δR оценивается тем минимальным значением разности наклонных дальностей до двух одинаковых объектов, при котором они воспринимаются раздельно.

Помехоустойчивость характеризует работоспособность радиодальномера в условиях воздействия различного рода помех. Действие помех на дальномер проявляется двояко: во-первых, ухудшаются его основные тактические характеристики (уменьшается $R_{\max}$, увеличиваются ошибки измерения) и,во-вторых, может наступить полная потеря работоспособности.

Количественно помехоустойчивость принято оценивать по наиболее типичному виду помех — флуктуационным шумам. В качестве меры помехоустойчивости чаще всего принимается среднеквадратическое значение флуктуационной ошибки измерения ($\sigma_{фл}$) при заданном энергетическом соотношении сигнал/шум на входе приемника $q^2 = \frac{Э}{N}$ ($Э$ — энергия сигнала, N — спектральная плотность, или «энергия» шума). Значение $(\sigma_{фл})_R$, минимально возможное при заданном значении q_2 и заданной форме излученного сигнала, характеризует потенциальную точность [13] измерения. Структура дальномера, реализующая потенциальную точность, в статистической теории радиолокации называется оптимальной.

Интервал однозначности измерения дальности определяется граничным значением дальности $R_{одн}$, вплоть до которого сохраняется однозначность измерения. При $R_{\max} \leqslant R_{одн}$ дальномер является однозначным измерителем, при $R_{\max} > R_{одн}$ — неоднозначным. В последнем случае требуется дополнительная информация для разрешения неоднозначности.

Надежность работы является одной из важнейших тактических характеристик дальномера. К большинству современных РИУ, представляющих собой сложные комплексные системы, состоящие из громадного числа радиоэлементов, предъявляются требования сохранения всех своих тактических параметров в весьма тяжелых условиях эксплуатации (значительного перепада температур окружающей среды, повышенной влажности, вибрации, радиации и пр.).

Кроме того, дальномерные РИУ характеризуются диапазоном измерения дальности и числом объектов, до которых возможно одновременно измерять дальность.

Диапазон измерения дальности определяется минимальной $R_{\min}$ и максимальной $R_{\max}$ границами работы РИУ с заданной точностью измерения. Область значений дальности $R \leqslant R_{\min}$ определяет так называемую «мертвую» зону РИУ по дальности.

Число целей, до которых может одновременно измеряться дальность, характеризует «производительность» дальномера.

Как уже отмечалось, наибольшее применение в современных радиодальномерах находит импульсный метод. Этот метод применяется практически во всех дальномерах, от которых требуется высокая точность, разрешающая способность и помехоустойчивость в сочетании с простотой технической реализации. Период модуляции (период повторения импульсов) выбирается в соответствии с требованиями к однозначности измерения, т. е.

$$T_n = \frac{2R_{одн}}{c}. \tag{X.17}$$

Ширина спектра модуляции излученного сигнала Δf_c выбирается в соответствии с разрешающей способностью

$$\frac{1}{\Delta f_c} \approx \frac{2\delta R}{c}, \tag{X.18}$$

где δR — элемент разрешения по дальности.

При использовании обычных сигналов ($t_u \Delta f_c \approx 1$) разрешающая способность определяет длительность импульса

$$t_u \approx \frac{2\delta R}{c}. \tag{X.19}$$

При использовании широкополосных сигналов ($t_u \Delta f_c \gg 1$) длительность импульса t_u не связана с разрешающей способностью. Величина t_u для широкополосных сигналов выбирается так, чтобы при известной пиковой мощности сигнала P_{np}, принятого от цели на максимальной дальности, известной «энергии» шума N и выбранных значениях периода модуляции T_n и времени наблюдения цели $T_н$ (или времени сглаживания выходных данных $T_{сгл}$) обеспечить требуемое энергетическое отношение сигнал/шум q^2 для достижения заданной точности измерения.

Характер зависимости q^2 от t_u и других перечисленных параметров определяется следующим выражением:

$$q^2 = \frac{P_{np} t_u \frac{T_н}{T_n}}{N}, \tag{X.20}$$

где $P_{np} t_u = Э_1$ — энергия сигнала, выделяемая за один период повторения T_n;

$P_{np} t_u \frac{T_н}{T_n} = Э_\Sigma$ — полная энергия сигнала, выделяемая за время $T_н$ (предполагается, что отношение $\frac{T_н}{T_n}$ — целое число).

Однако выражение (X. 20) приближенно справедливо и в более общем случае, когда отношение $T_н/T_n \gg 1$, но не является целым числом). Из выражения (X.20) следует, что чем больше t_u, тем при меньшем значении пиковой мощности принятого P_{np} импульса может быть достигнуто требуемое значение q^2. Возможность обеспечить при ограниченной пиковой мощности зондирующего импульса

высокую помехоустойчивость дальномера без ухудшения его разрешающей способности является главным достоинством широкополосных сигналов, обусловившим их применение в современных РИУ.

Фазовый метод имеет низкую помехоустойчивость и не обладает разрешающей способностью по дальности. Поэтому он применяется лишь в простейших измерителях типа теллурометров — геодезических приборов для измерения расстояний.

Частотный метод с периодической линейной модуляцией несущего колебания можно рассматривать как предельный случай импульсного метода, при котором длительность частотно-модулированного импульса равна периоду повторения. Поэтому принципиально частотный метод обладает всеми достоинствами импульсного метода. Однако в связи с техническими трудностями генерирования и приема (обработки) ЧМ сигнала большой длительности этот метод не нашел широкого применения. Частотный метод используется в своем простейшем варианте (без реализации разрешающей способности) в таких измерителях, как радиовысотомеры.

Рассмотрим теперь в общих чертах основные функции, выполняемые приемно-измерительным трактом дальномера, состав аппаратуры этого тракта, ее характеристики и предъявляемые к ней требования.

Условно приемно-измерительный тракт можно разбить на две части: высокочастотную — приемник и низкочастотную, оканчивающуюся собственно измерителем. Разделяются эти части тракта детектором, предназначенным для выделения огибающей принятого радиосигнала.

Приемник служит для усиления отраженного радиосигнала до величины, достаточной для дальнейшего использования [20], [22].

Приемник — это линейный фильтр радиосигнала, несущего информацию о дальности (и других координатах) цели. В оптимальном дальномере используется оптимальный линейный фильтр (ОЛФ), обеспечивающий на своем выходе максимум отношения сигнал/шум по мощности $\rho^2 = \frac{P_c}{P_ш}$.

Инженерные вопросы синтеза ОЛФ и исследования их свойств рассмотрены в монографии [15].

ОЛФ для принимаемой пачки импульсов — гребенчатый фильтр, частотная характеристика которого представляет собой последовательность отдельных полос пропускания («зубцов»), следующих с интервалами, равными частоте повторения импульсов $F_n = \frac{1}{T_n}$, и имеющих ширину, определяемую временем наблюдения $\left(\Delta F_1 \approx \frac{1}{T_н}\right)$. Общая ширина полосы, занимаемой всеми зубцами частотной характеристики, определяется шириной спектра модуляции сигнала ($\Delta F_\Sigma = \Delta f_c$ или для обычных сигналов $\Delta F_\Sigma \approx 1/t_и$), причем число

зубцов в этой полосе приближенно определяется соотношением $\Delta f_c / F_n \gg 1$.

Все операции, выполняемые гребенчатым фильтром, можно рассматривать как внутрипериодную и межпериодную обработку радиосигнала. Внутрипериодная обработка — выделение из шумов каждого отдельного импульса, межпериодная — накопление $n = T_н / T_n$ импульсов пачки. Хотя принципиально гребенчатый фильтр может быть выполнен на высокой частоте, технически сделать это весьма сложно. Поэтому в приемнике обычно осуществляется лишь внутрипериодная обработка сигнала, а межпериодная обработка выполняется на низкой частоте.

При обычных сигналах близкая к оптимальной внутрипериодная обработка реализуется довольно просто [4], [26]. Для этого достаточно лишь согласовать полосу пропускания реального приемника с длительностью импульса: $\Delta f_{пр} \approx 1/t_u$.

Значительно сложнее реализация оптимальной внутрипериодной обработки для случая широкополосных сигналов. Так, для обработки сигналов с внутриимульсной частотной модуляцией в приемнике должен быть применен фильтр, укорачивающий длительность импульса — сжимающий фильтр. *

Сущность обработки частотно-модулированного импульса заключается в следующем. Радиоимпульс длительностью t_u, обладающий энергией $Э_1$, «сжимается» фильтром в $t_u \Delta f_c$ раз, так что при сохранении энергии его длительность уменьшается в $t_u \Delta f_c$ раз, а пиковая мощность соответственно возрастает в то же число раз ($K_{сж} = t_u \Delta f_c$ называется коэффициентом сжатия). Благодаря сжимающему фильтру реализуется высокая разрешающая способность и точность дальномера при использовании широких импульсов.

При решении вопроса о применении в дальномере широкополосных сигналов следует учитывать, что аппаратура их обработки значительно сложнее аппаратуры обработки обычных сигналов.

К наиболее существенным техническим параметрам приемника относятся коэффициент шума и динамический диапазон передаваемых амплитуд.

Коэффициент шума показывает, на сколько децибелл ухудшается соотношение сигнал/шум на выходе реального приемника по сравнению с соотношением сигнал/шум на выходе «идеального» приемника (т. е. приемника, не добавляющего собственных шумов к тепловым и внешним шумам). В современных высококачественных приемниках коэффициент шума обычно составляет $2 \div 4$ *дб.* [20].

Динамический диапазон приемника должен быть таким, чтобы минимального сигнала было достаточно для нормальной работы измерительной части тракта, а максимальный сигнал не приводил к перегрузке приемника.

---

* Может быть применен иной (корреляционный) способ обработки таких сигналов, на котором мы не будем останавливаться.

Диапазон изменения амплитуд принятого сигнала в РИУ может составлять 100 *дб* и более.

Для исключения перегрузки приемника и стабилизации уровня выходного сигнала используются различные схемы автоматической регулировки усиления (АРУ) и нормирования несущего сигнала.

Применяются также схемы ограничителей уровня сигнала [22], [20].

В зависимости от способа детектирования выходного радиосигнала приемника различают некогерентные и когерентные дальномерные РИУ. В некогерентном дальномере используется обычный амплитудный детектор, чувствительный лишь к огибающей радиосигнала и разрушающий информацию, заложенную в его фазе. В когерентном дальномере для детектирования радиосигнала используется когерентный (фазовый) детектор, обладающий чувствительностью к огибающей и к мгновенному значению фазы радиосигнала.

Когерентные дальномеры используются для защиты от пассивных помех, таких, например, как отражения от земли и местных предметов, и повышения помехоустойчивости при слабом сигнале. При фазовом методе всегда используются когерентные дальномеры, так как некогерентные дальномеры не обеспечивают необходимой развязки приемно-измерительного тракта от просачивающегося сигнала передатчика [20].

В низкочастотной (последетекторной) части дальномера осуществляется межпериодная обработка сигнала и его демодуляция. Межпериодная обработка сигнала как операция, предшествующая демодуляции, характерна для дальномерных РИУ обнаружения. В дальномерных РИУ сопровождения операция демодуляции может быть совмещена с межпериодной обработкой, причем предшествовать последней.

Межпериодная обработка в некогерентных импульсных дальномерных РИУ обнаружения заключается в накоплении импульсов пачки.

В когерентных РИУ для защиты от маскирующих пассивных помех применяется аппаратура селекции движущихся целей (СДЦ) [3], [5]. Основным элементом аппаратуры СДЦ когерентно-импульсных РИУ, непосредственно осуществляющим подавление сигналов от неподвижных (или малоподвижных) целей, является устройство череспериодной компенсации (ЧПК). Устройство ЧПК включается между когерентным детектором и накопителем импульсов. Принцип работы устройств ЧПК основан на вычитании импульсов каждого следующего и предыдущего периодов повторения. Поскольку видеоимпульсы от неподвижных целей имеют в каждом периоде повторения одинаковую амплитуду, они компенсируются. Последовательность же видеоимпульсов, полученных от движущихся целей, модулирована по амплитуде допплеровской частотой, поэтому она проходит на выход устройства. Перед подачей на накопитель

эта последовательность импульсов с помощью выпрямителя преобразуется в однополярную последовательность импульсов.

Система ЧПК с накопителем не является устройством оптимальной межпериодной обработки когерентного сигнала, так как она не реализует разрешающей способности по скорости (частоте), заложенной в таком сигнале *.

В когерентных РИУ более поздних разработок начала применяться аппаратура, реализующая разрешающую способность по частоте, заложенную в излученном сигнале [24]. Такая аппаратура осуществляет не только селекцию движущихся целей по отношению к неподвижным, но и селекцию целей по скорости их движения (СЦСД). Некоторое усложнение такой аппаратуры позволяет измерять также скорость целей.

Для извлечения информации, заложенной в параметрах видеосигнала, прошедшего межпериодную обработку, необходимо произвести его демодуляцию, т. е. выполнить операцию, обратную вторичной модуляции несущего колебания. Устройства, осуществляющие эту операцию в радиотехнике, называют демодуляторами.

В случае импульсного метода демодуляция — непосредственное измерение времени задержки сигнала.

Для измерения временно́й задержки сигнала достаточно зафиксировать одним из известных способов его временно́е положение [17] и затем непосредственно измерить временно́й интервал между положениями сигнального и опорного импульсов, преобразовав его в какую-либо аналоговую или цифровую форму [8], [14].

Фиксация временно́го положения импульса решается совместно с задачей его обнаружения. Обнаружение осуществляется путем сравнения амплитуд сигналов на выходе накопителя с некоторым пороговым уровнем (порогом). По результатам этого сравнения судят о наличии импульса в данном элементе дистанции. Из-за статистической природы шумов решение задачи обнаружения сопровождается неизбежными ошибками: так называемой ложной тревогой и пропуском сигнала. Ложная тревога — это превышение порога шумовыми выбросами в тех элементах дистанции, где сигнал отсутствует **.

Пропуск сигнала — это случай, когда из-за наложения шумов порог не превышается в тех элементах дистанции, где имеется сигнал.

Порог обычно устанавливается по отношению к шумам на таком уровне, чтобы зафиксировать некоторую достаточно малую вероятность ложной тревоги $P_{лт}$. При фиксированном пороге вероятность пропуска сигнала $P_{пс}$ в каждом элементе дистанции, где он имеется, определяется соотношением сигнал/шум по мощности

---

* Устройство ЧПК — это гребенчатый фильтр. Однако ширина зубцов его частотной характеристики не согласована с временем наблюдения $T_н$.

** Длительность шумового выброса в среднем равна длительности полезного сигнала, так как ширина полосы пропускания приемника $\Delta f_{пр} \approx 1/t_и$.

на выходе накопителя. При оптимальной внутрипериодной и межпериодной обработке сигнала при заданном q^2 обеспечивается не только минимум $(\sigma_{фл})_R$, но и минимум $P_{пр}$ (при любом фиксированном значении $P_{лт}$). Следовательно, оптимальная обработка сигнала обеспечивает не только потенциальную точность измерения его параметра, но и потенциальную надежность обнаружения.

Фиксируется временное положение лишь тех импульсов, которые прошли через пороговое устройство. Оптимальная фиксация заключается в определении момента времени, соответствующего максимуму каждого импульса. Шумы, прошедшие через пороговое устройство вместе с импульсом, смещают его максимум, в результате чего и возникает флуктуационная ошибка измерения. Один из возможных методов фиксации максимума сигнала заключается в определении момента времени перехода его производной через нулевой уровень.

В дальномерных РИУ сопровождения для фиксации временно́го положения сигнала применяется нулевой метод с использованием принципа обратной связи. С помощью дискриминатора временно́е положение несущего сигнала сравнивается с временны́м положением некоторого измерительного сигнала (визира). В результате такого сравнения вырабатывается сигнал ошибки, который управляет временны́м положением измерительного сигнала так, чтобы свести рассогласование к нулю. Использование принципа обратной связи позволяет обеспечить бо́льшую помехоустойчивость фиксации временно́го положения сигнала.

Для отсчета дальности временное положение измерительного сигнала должно быть преобразовано в аналоговую или цифровую форму. Дальность можно непосредственно считывать с выхода управляющего устройства, которым регулируется временное положение измерительного сигнала. Для этого в цепь обратной связи должен быть включен точный преобразователь «управляющий сигнал — временная задержка». Если управляющее устройство является аналоговым, в цепи обратной связи используется преобразователь «напряжение — задержка». В цифровых измерителях в цепи обратной связи включается преобразователь «код — задержка».

6. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПОГРЕШНОСТИ РАДИОДАЛЬНОМЕРОВ

Рассмотрим принципы построения, основные характеристики и методические погрешности некогерентных и когерентных радиодальномеров, основанных на двухчастотном фазовом методе.

Некогерентный радиодальномер. При двухчастотном фазовом методе излучаются два немодулированных колебания с отличающимися, но близкими частотами

$$\left.\begin{aligned} u_1 &= U_m \sin \omega_0 t; \\ u_2 &= U_m \sin (\omega_0 + \Omega_p) t, \end{aligned}\right\} \qquad (X.21)$$

причем разностная частота $\Omega_p \ll \omega_0$.

После отражения от цели на вход приемника поступают два колебания вида

$$\left.\begin{aligned} u_1'(t) &= U_{m1}' \sin[\omega_0 (t - t_R) + \varphi_{отр1}]; \\ u_2'(t) &= U_{m2}' \sin[(\omega_0 + \Omega_p)(t - t_R) + \varphi_{отр2}], \end{aligned}\right\} \qquad (X.22)$$

где t_R — время задержки принятого сигнала, зависящее от дальности до цели R.

$\varphi_{отр1}$ и $\varphi_{отр2}$ — фазовые сдвиги колебаний, возникающие при отражении от цели.

При движении цели относительно РИУ наклонная дальность R и время задержки сигнала t_R функционально зависят от времени t. При постоянстве радиальной скорости движения цели V время задержки t_R может быть представлено в следующем виде:

$$t_R = \frac{2R}{c} \pm \frac{2V}{c}(t - t_0), \qquad (X.23)$$

где R — дальность до цели, соответствующая моменту времени $t = t_0$.

В выражении (X.23) знак плюс соответствует удалению цели от РИУ, а минус — приближению.

При малом разносе частот условия распространения и отражения для обоих колебаний идентичны, поэтому можно принять, что $U_{m1}' = U_{m2}' = U_m'$ и $\varphi_{отр1} = \varphi_{отр2} = \varphi_{отр}$. С учетом этого замечания на основании выражений (X.22) и (X.23) колебания на входе приемника, отраженные от цели, движущейся с постоянной скоростью V, могут быть представлены в виде

$$\left.\begin{aligned} u_1'(t) &= U_m' \sin[(\omega_0 \mp \Omega_{д_1}) t - \varphi_1(R) + \varphi_{отр}]; \\ U_2'(t) &= U_m' \sin[(\omega_0 + \Omega_p \mp \Omega_{д_2}) t - \varphi_2(R) + \varphi_{отр}]. \end{aligned}\right\} \qquad (X.24)$$

Здесь

$$\left.\begin{aligned} \mp \Omega_{д_1} &= \mp \frac{2V}{c}\omega_0; \\ \mp \Omega_{д_2} &= \mp \frac{2V}{c}(\omega_0 + \Omega_p); \end{aligned}\right\} \qquad (X.25)$$

$$\left.\begin{aligned} \varphi_1(R) &= \omega_0\left(\frac{2R}{c} \mp \frac{2V}{c} t_0\right); \\ \varphi_2(R) &= (\omega_0 + \Omega_p)\left(\frac{2R}{c} \mp \frac{2V}{c} t_0\right) \end{aligned}\right\} \qquad (X.26)$$

В выражении (X.25) $\Omega_{д1}$ и $\Omega_{д2}$ — допплеровские сдвиги частот принятых колебаний, возникшие в результате движения цели и представляющие собой проявление эффекта Допплера.

В двухчастотном фазовом дальномере информация о дальности заключена в разности фаз двух принятых колебаний, представленных выражениями (X.24). В некогерентном дальномере эта информация выделяется путем амплитудного детектирования принятого сигнала.

На рис. X.15 приведена упрощенная блок-схема двухчастотного фазового некогерентного радиодальномера с амплитудным детектором.

Принятый двухчастотный сигнал усиливается на промежуточной частоте $\omega_{пр}$, удовлетворяющей условию $\omega_0 \gg \omega_{пр} \gg \Omega_p$. Выходной сигнал усилителя промежуточной частоты (УПЧ) представляет собой биения двух колебаний с близкими частотами.

Путем простых геометрических преобразований этот сигнал может быть выражен в виде одного сложного колебания частоты

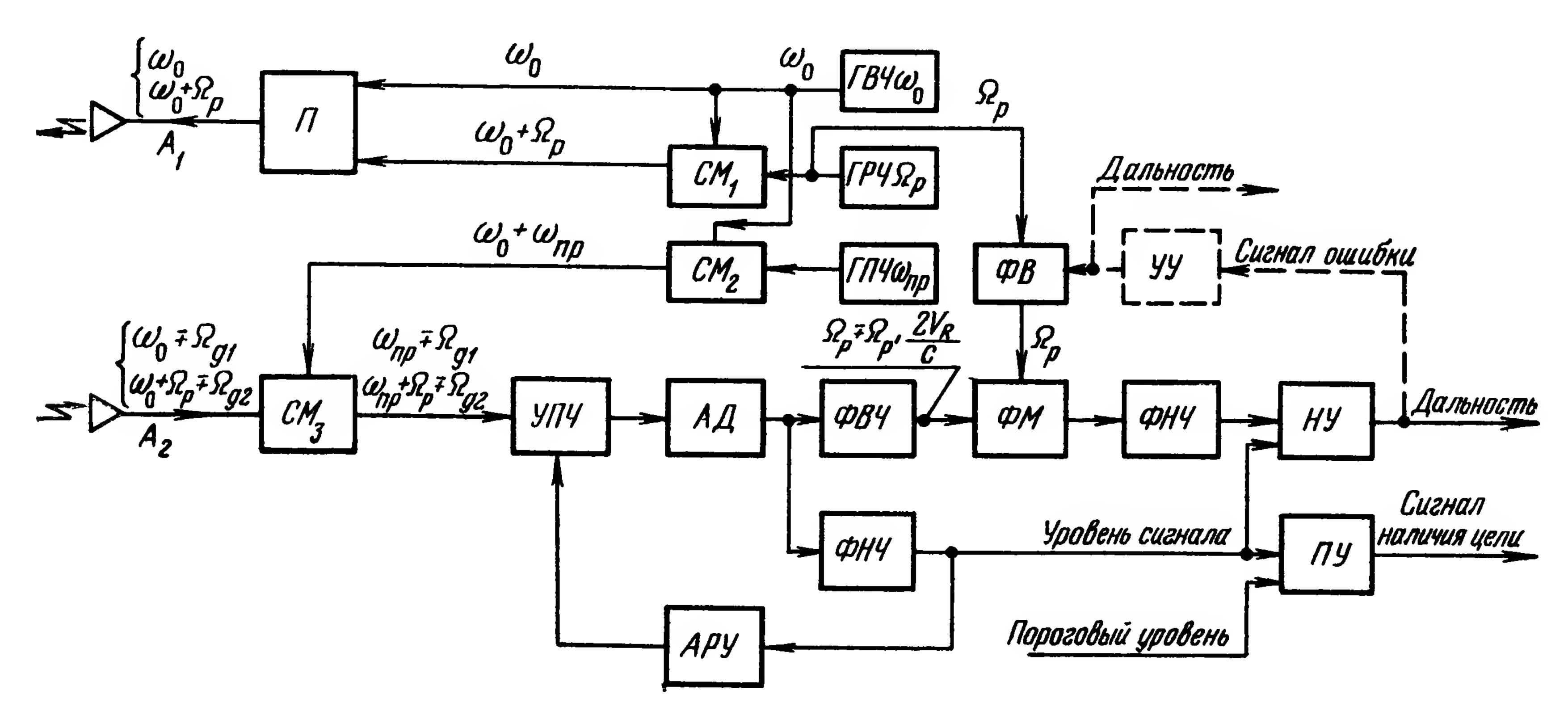


Рис. X.15. Упрощенная блок-схема двухчастотного фазового некогерентного дальномера:

ГВЧω_0 — генератор высокой частоты ω_0; *ГРЧ*Ωp — генератор разностной частоты Ω_p; *ГПЧ*$\omega_{пр}$ — генератор промежуточной частоты $\omega_{пр}$; $СМ_1$, $СМ_2$, $СМ_3$ — смесители частот; *П* — передатчик; A_1 — передающая антенна; A_2 — приемная антенна; *УПЧ* — усилитель промежуточной частоты; *АД* — амплитудный детектор; *ФВЧ* — фильтр верхних частот; *ФНЧ* — фильтр нижних частот; *АРУ* — автоматическая регулировка усиления; *ФМ* — фазометр; *НУ* — нормирующее устройство; *ПУ* — пороговое устройство; *УУ* — управляющее устройство; *ФВ* — фазовращатель

$\omega_{пр} \mp \Omega_{д1}$ с медленно изменяющимися во времени амплитудой $A(t)$ и фазой $\theta(t)$ [9].

$$u_{упч} = A(t) \sin[(\omega_{пр} \mp \Omega_{д1}) t + \theta(t)], \qquad (X.27)$$

где

$$A(t) = \sqrt{2} U'_m \sqrt{1 + \cos\left[\left(\Omega_p \mp \Omega_p \frac{2V}{c}\right) t - \Omega_p \left(\frac{2R}{c} \mp \frac{2V}{c} t_0\right)\right]} \qquad (X.28)$$

Сигнал на выходе амплитудного детектора $U_д$ функционально зависит лишь от амплитуды поданного на его вход колебания и не чувствителен к фазе, т. е. $U_д = F(A)$. В зависимости от вида детекторной характеристики $F(A)$ различают два наиболее употребительных типа детектора: линейный (характеризуется пропорциональной зависимостью от A) и квадратичный (характеристика $F(A)$ пропорциональна A^2).

Из выражения (X.28) следует, что независимо от типа применяемого детектора сигнал на выходе амплитудного детектора двух-

частотного фазового радиодальномера включает в себя постоянную и периодическую $\left(\text{с частотой } \Omega_p \mp \Omega_p \frac{2V}{c}\right)$ составляющие.

Сигнал на выходе квадратичного детектора

$$u_д(t) \sim \left\{ (U_m')^2 + (U_m')^2 \cos\left[\left(\Omega_p \mp \Omega_p \frac{2V}{c}\right)t - \Omega_p\left(\frac{2R}{c} \mp \frac{2V}{c}t_0\right)\right]\right\}. \quad (X.29)$$

Из выражения (X.29) следует, что при квадратичном детектировании периодическая составляющая представляет собой гармоническое колебание, причем амплитуда этого колебания, так же как и величина постоянной составляющей, пропорциональна квадрату амплитуд принятых колебаний.

Выходной сигнал линейного детектора в небольшой области значений, соответствующей участкам с наибольшей крутизной, может быть достаточно точно представлен выражением

$$u_д(t) \sim \left\{U_m' + U_m' \cos\left[\left(\Omega_p \mp \Omega_p \frac{2V}{c}\right)t - \Omega_p\left(\frac{2R}{c} \mp \frac{2V}{c}t_0\right)\right]\right\}. \quad (X.30)$$

В этой области все значения косинуса в выражении (X.28) близки к нулю.

Из выражения (X.30) видно, что при «линейном» детектировании постоянная составляющая и амплитуда первой гармоники периодической составляющей пропорциональны амплитудам принятых колебаний.

Постоянная и периодическая составляющие сигнала на выходе амплитудного детектора разделяются с помощью фильтров нижних и верхних частот по двум каналам: обнаружителя и измерителя дальности.

Постоянная составляющая подается на пороговое устройство обнаружителя и используется в схеме АРУ. Периодическая составляющая подается на фазометр для измерения сдвига фаз $\Delta\varphi$ ее первой гармоники относительно опорного колебания частоты Ω_p.

Из выражения (X.29) следует, что текущее значение сдвига фаз $\Delta\varphi$ для случая, когда цель движется со скоростью V, так же как и дальность до этой цели, есть линейная функция времени

$$\Delta\varphi(t) = \pm\Omega_p \frac{2V}{c}t + \Omega_p\left(\frac{2R}{c} \mp \frac{2V}{c}t_0\right). \quad (X.31)$$

Мгновенное значение сдвига фаз, измеренное в момент времени $t = t_0$,

$$\Delta\varphi(t_0) = \Omega_p \frac{2R}{c}. \quad (X.32)$$

Из этого выражения находим интервал однозначного измерения дальности

$$R_{одн} = 2\pi \frac{c}{2\Omega_p} = \frac{c}{2F_D}. \quad (X.33)$$

Фазометр в блок-схеме дальномера (рис. X.15) осуществляет фазовую демодуляцию поданного на его вход сигнала. Фактически

фазометр выполняет роль измерительного элемента, чувствительного к фазовому рассогласованию принятого продетектированного колебания относительно опорного колебания. Фазометр может быть выполнен как по разомкнутому, так и по замкнутому циклам в виде следящей по фазе системы.

В радиотехнических устройствах элементы автоматических систем, чувствительные к рассогласованию параметров демодулируемого и опорного сигналов, называют дискриминаторами или различителями [12], [16]. Статические характеристики чувствительности, выражающие зависимость выходного напряжения от текущего рассогласования, называются дискриминационными характеристиками.

Дискриминатор выполняет роль датчика сигнала ошибки, с помощью которого автоматически регулируется значение параметра опорного сигнала до его совпадения с соответствующим параметром демодулируемого сигнала.

На блок-схеме рис. X.15 показан фазометр, построенный по разомкнутому циклу (штриховой линией на этой схеме показана цепь автоматической регулировки фазового сдвига, задаваемого фазовращателем, в варианте со следящим фазометром). В качестве выходного сигнала дальности в варианте со следящим фазометром используется управляющий сигнал, подаваемый на фазовращатель.

В простейшем случае в качестве разомкнутого фазометра или фазового дискриминатора может быть использован обычный фазовый детектор.

Демодуляционная характеристика фазового детектора, т. е. зависимость его выходного напряжения $U_{фд}$ от фазового сдвига $\Delta\varphi$ выражается косинусной функцией

$$U_{фд} = K_{фд} \cos(\Delta\varphi + \varphi_н), \tag{X.34}$$

где $K_{фд}$ — крутизна детекторной характеристики фазового детектора (коэффициент $K_{фд}$ пропорционален U'_m для «линейного» амплитудного детектора и пропорционален $(U'_m)^2$ для квадратичного детектора);

$\varphi_н$ — начальный фазовый сдвиг, устанавливаемый фазовращателем, относительно которого отсчитывается фазовое рассогласование демодулируемого и опорного сигналов.

Если начальный фазовый сдвиг

$$\varphi_н = -\frac{\pi}{2} - \frac{2\Omega_p}{c} \cdot \frac{R_{\max} + R_{\min}}{2}, \tag{X.35}$$

то согласно выражениям (X.32) и (X.34) сигнал на выходе фазового детектора в момент времени $t = t_0$ может быть представлен в следующем виде:

$$U_{фд}(R) = K_{фд} \sin\left[\frac{2\Omega_p}{c}\left(R - \frac{R_{\max} + R_{\min}}{2}\right)\right]. \tag{X.36}$$

Выражение (X.36) является характеристикой чувствительности двухчастотного фазового радиодальномера. Если разностную ча-

стоту выбирать из условия $R_{одн} \gg R_{max}$ [см. формулу (X.33)], то вследствие малости аргумента синуса в выражении (X.36) характеристика чувствительности радиодальномера будет практически линейна в пределах всего диапазона измерения дальности $R_{min} \div \div R_{max}$.

Выражая ошибку следящей системы в величинах рассогласования по дальности $\Delta R = R - \frac{R_{max}+R_{min}}{2}$, получим из выражения (X.36) дискриминационную характеристику фазового детектора

$$U_{фд}(\Delta R) = K_{фд} \sin\left(\frac{2\Omega_p}{c}\Delta R\right). \tag{X.37}$$

Поскольку не требуется, чтобы дискриминационная характеристика была линейна во всем диапазоне измерения дальности, разностная частота Ω_p может выбираться более высокой, исходя лишь из условия однозначности измерения дальности $R_{одн} = R_{max}$.

При таком выборе частоты Ω_p дискриминационная характеристика (X.37) может быть представлена в виде

$$U_{фд}(\Delta R) = K_{фд} \sin\left(2\pi \frac{\Delta R}{R_{max}}\right). \tag{X.38}$$

Динамические характеристики радиодальномера определяются его оконечным устройством — фазометром. Причем в случае разомкнутого фазометра эти характеристики определяются лишь фильтром нижних частот, включенным на его выходе. Фильтр нижних частот играет роль сглаживающего фильтра, его основное назначение — уменьшение флуктуационной ошибки радиодальномера, обусловленной воздействием шумов. В случае отсутствия шумов быстродействие радиодальномера ограничивалось бы лишь дискретным характером процесса измерения во времени. Поскольку дискретизация осуществляется с высокой тактовой частотой, численно равной F_p, радиодальномер без сглаживающего фильтра можно считать практически безынерционным чувствительным элементом.

В радиодальномере со следящим фазометром функции сглаживающего фильтра выполняет замкнутая следящая система. Динамические характеристики следящей системы выбираются такими, чтобы в режиме сопровождения высокоскоростных и маневренных целей обеспечивалось хорошее сглаживание выходных данных при приемлемых значениях динамических погрешностей.

Когерентный радиодальномер. В двухчастотном фазовом радиодальномере с амплитудным детектированием принятого сигнала технически невозможно обеспечить достаточно хорошую развязку приемного канала от просачивающегося сигнала передатчика даже при использовании раздельных антенн. Хотя колебания, полученные в результате детектирования сигнала от подвижной цели и просачивающегося сигнала передатчика, сдвинуты по частоте на $\pm \Omega_p \frac{2V}{c}$,

они не могут быть разделены, так как при реальных скоростях целей величина частотного сдвига незначительна. Частотное разделение этих колебаний становится возможным, если вместо амплитудного детектора в радиодальномере используется когерентный детектор.

Принципы построения когерентного (с когерентным детектором) двухчастотного фазового радиодальномера поясняются упрощенными блок-схемами, приведенными на рис. X.16—X.18.

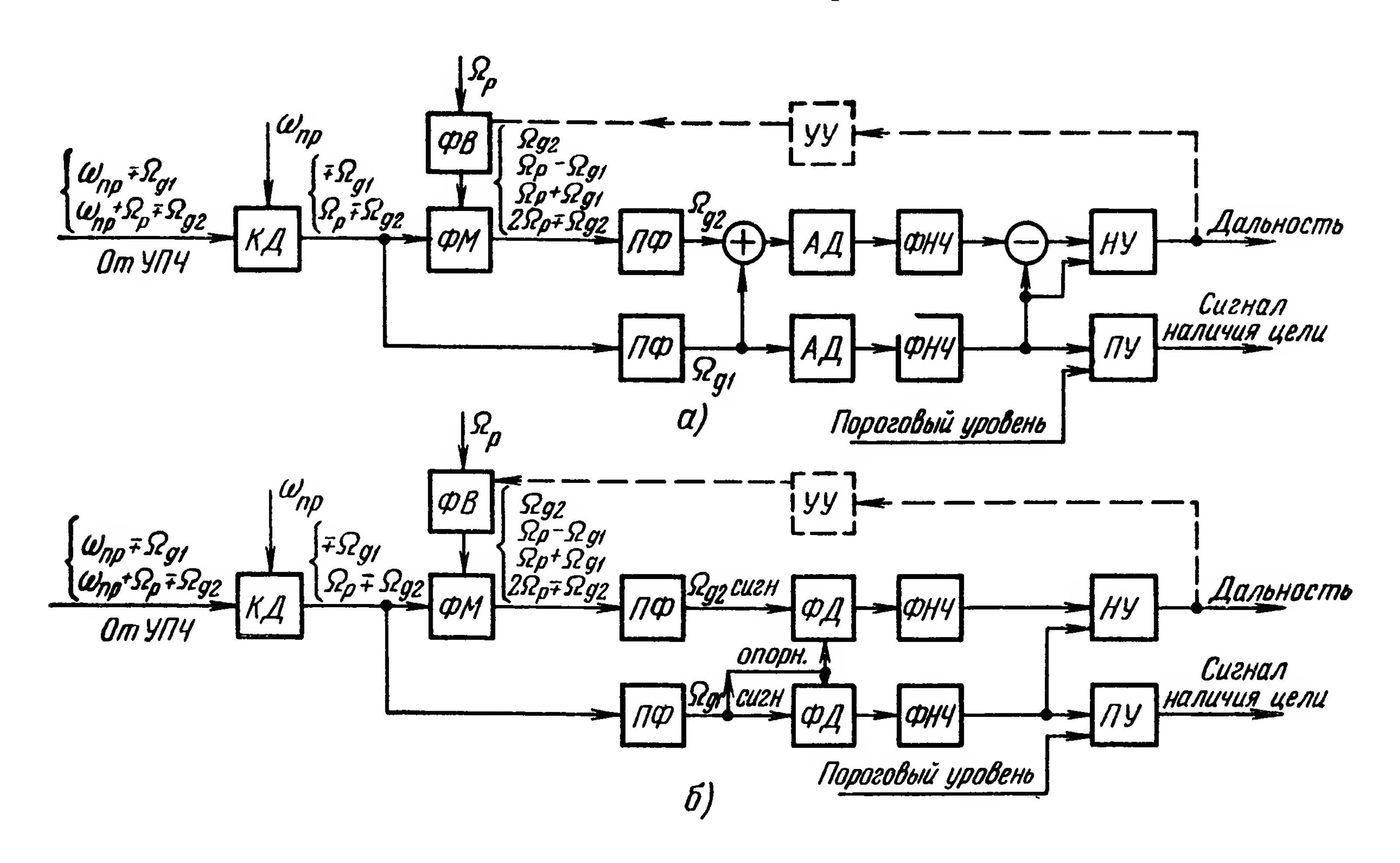


Рис. X.16. Оконечные устройства когерентного двухчастотного фазового дальномера с аппаратурой СДЦ:

а — с амплитудным детектированием биений допплеровских колебаний; *б* — с фазовым сравнением допплеровских колебаний; *КД* — когерентный детектор, *ФМ* — фазометр; *ПФ* — полосовой фильтр; *АД* — амплитудный детектор; *ФД* — фазовый детектор; *ФНЧ* — фильтр нижних частот; *НУ* — нормирующее устройство; *ПУ* — пороговое устройство; *УУ* — управляющее устройство; *ФВ* — фазовращатель

Сигнал от подвижной цели на выходе когерентного детектора состоит из колебаний с частотами $\mp \Omega_{\partial 1}$ и $\Omega_p \mp \Omega_{\partial 2}$. Эти колебания во всех вариантах построения когерентного радиодальномера, приведенных на рис. X.16—X.18, подаются на два канала: собственно фазометра (верхний канал) и обнаружителя, выполняющего также роль опорного канала (нижний канал). С помощью полосовых фильтров в канале фазометра выделяется допплеровское колебание частоты $\Omega_{\partial 2}$, а в опорном канале — допплеровское колебание частоты $\Omega_{\partial 1}$. Затем в канале фазометра выделяется сигнал, пропорциональный текущему значению сдвига фаз $\Delta\varphi$ этих допплеровских колебаний, т. е. сигнал, пропорциональный дальности в соответствии с выражением (X.31). В канале же обнаружителя выделяется сигнал, пропорциональный амплитуде допплеровского колебания частоты $\Omega_{\partial 1}$, который подается на пороговое устройство обнаружителя и используется для нормирования сигнала дальности. Для

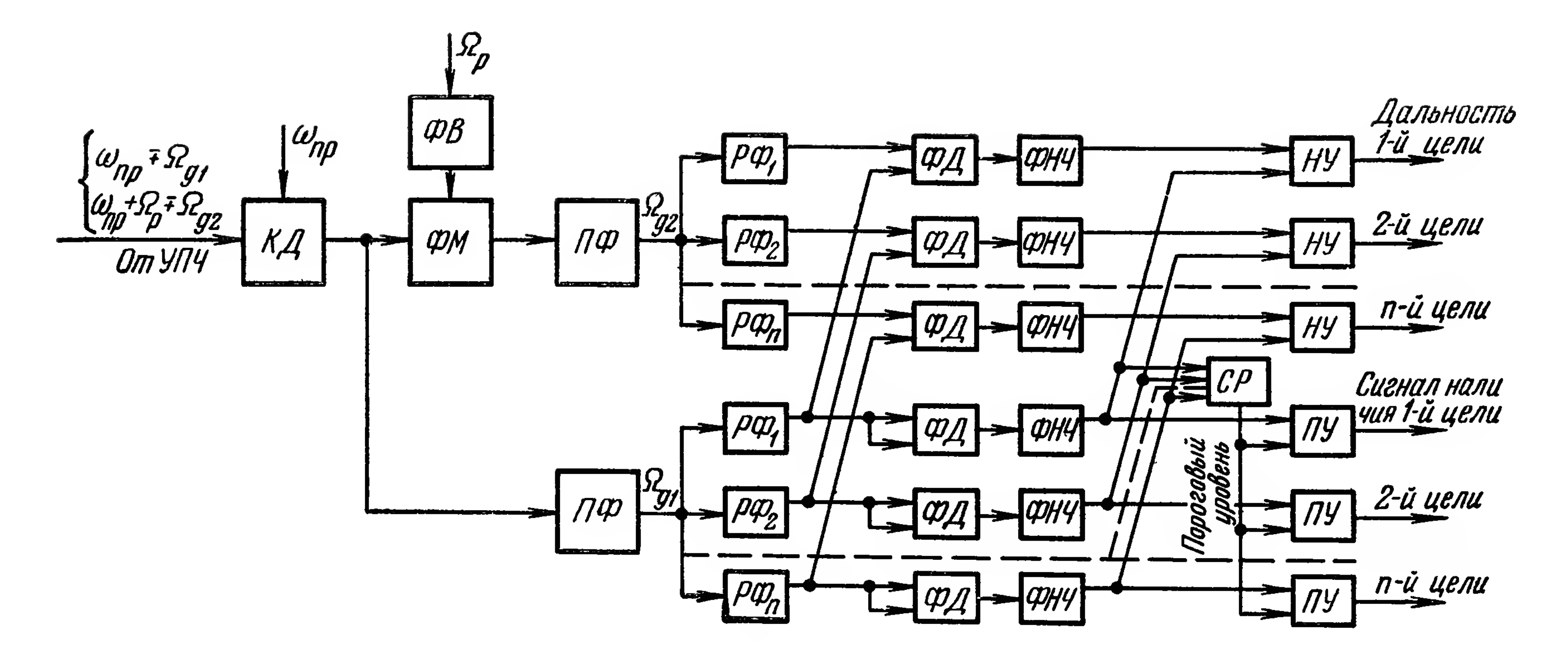


Рис. X.17. Оконечные устройства когерентного двухчастотного фазового многоцелевого дальномера с аппаратурой СЦСД:

КД — когерентный детектор; *ФМ* — фазометр; *ПФ* — полосовой фильтр; *РФ* — резонансный фильтр; *ФД* — фазовый детектор; *ФНЧ* — фильтр нижних частот; *НУ* — нормирующее устройство; *ПУ* — пороговое устройство; *СР* — схема усреднения; *ФВ* — фазовращатель

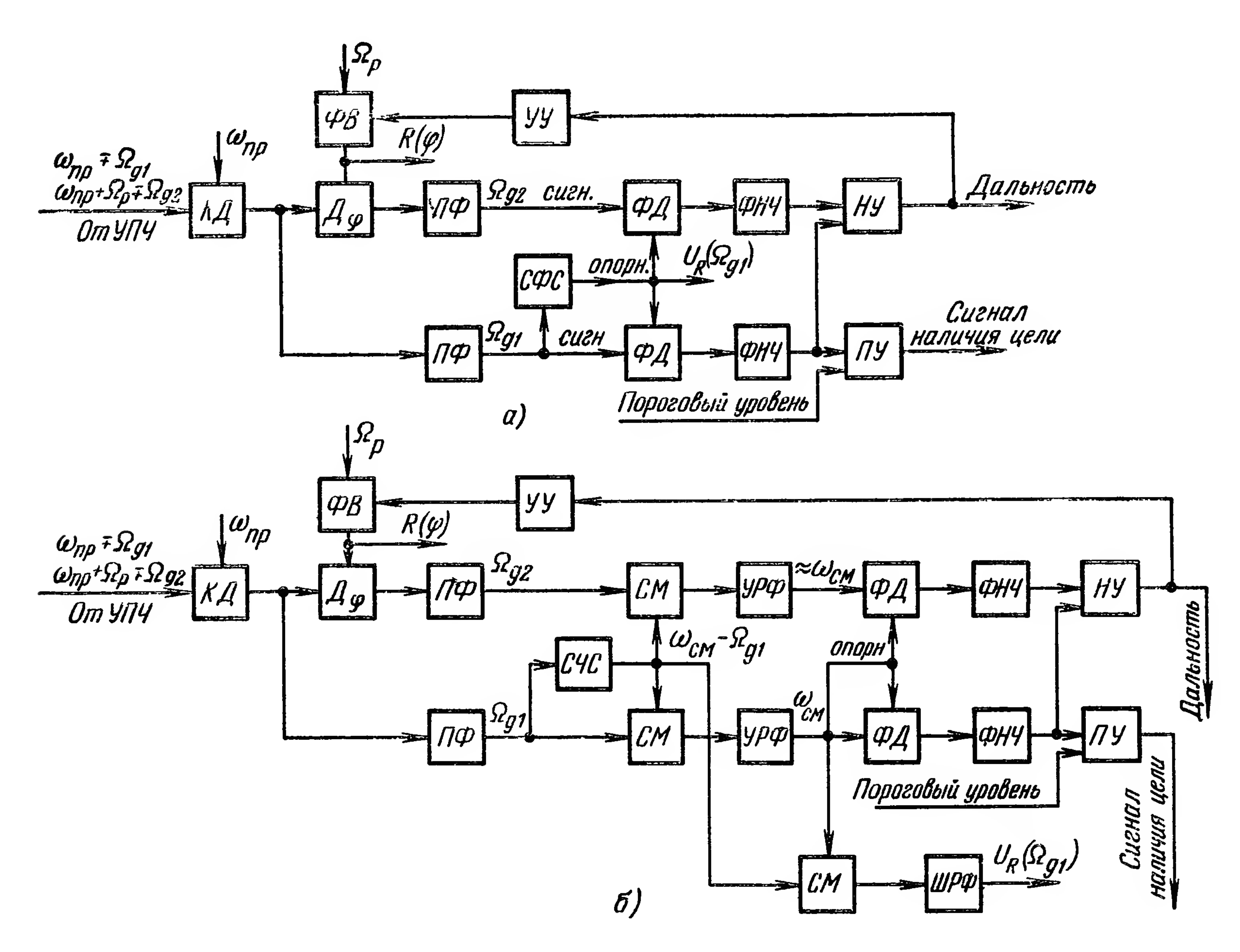


Рис. X.18. Оконечные устройства когерентного двухчастотного фазового одноцелевого дальномера с аппаратурой СЦСД:

а — со следящей по фазе системой (СФС); *б* — со следящей по частоте системой (СЧС); *КД* — когерентный детектор; $Д_\varphi$ — фазовый дискриминатор; *ПФ* — полосовой фильтр; *ФД* — фазовый детектор; *СМ* — смеситель; *ФНЧ* — фильтр нижних частот; *УРФ* — узкополосный резонансный фильтр; *НУ* — нормирующее устройство; *ПУ* — пороговое устройство; *УУ* — управляющее устройство; *ФВ* — фазовращатель; *ШРФ* — широкополосный резонансный фильтр

подавления в канале фазометра колебания разностной частоты $\Omega_p - \Omega_{\partial 1}$, а в опорном канале — колебания частоты $\Omega_p - \Omega_{\partial 2}$, частота верхнего среза полосового фильтра должна удовлетворять условию

$$\Omega_в \leqslant \frac{\Omega_p}{2}. \tag{X.39}$$

Необходимо также, чтобы допплеровские частоты $\Omega_{\partial 1} \approx \Omega_{\partial 2} = \Omega_\partial$ удовлетворяли условию

$$\Omega_\partial \leqslant \frac{\Omega_p}{2}. \tag{X.40}$$

Просачивающийся сигнал передатчика, а также сигнал от неподвижной цели на выходе когерентного детектора включает в себя постоянную составляющую и колебание частоты Ω_p. Обе эти составляющие не проходят через полосовые фильтры.

Простейшим из когерентных радиодальномеров является радиодальномер с аппаратурой СДЦ (см. рис. X.16). Единственными дополнительными элементами оконечных устройств этого радиодальномера по сравнению с некогерентным радиодальномером являются полосовые фильтры. Частота нижнего среза $\Omega_н$ полосовых фильтров выбирается в соответствии с шириной энергетического спектра флуктуаций маскирующих пассивных помех, которая, в свою очередь, при работе РИУ в режиме сопровождения одной цели зависит от частоты излучаемого сигнала f_0, типа отражающего объекта, создающего пассивную помеху, и метеорологических условий.

Выделение сигнала дальности в канале фазометра возможно путем амплитудного детектирования смеси допплеровских колебаний (см. рис. X.16, *а*) или путем фазового сравнения этих колебаний (см. рис. X.16, *б*). Принципиального различия между этими вариантами нет, но в отношении технической реализации второй вариант предпочтительнее, так как он позволяет обеспечить большую идентичность каналов при изменении амплитуды сигнала. Недостатком первого варианта является также необходимость выполнения операции вычитания для исключения постоянной составляющей, обусловленной средним значением огибающей биений.

В когерентном радиодальномере с аппаратурой СДЦ (см. рис. X.16) разрешающая способность по скорости не используется, а разрешающая способность по дальности в нем (как и во всяком фазовом радиодальномере) принципиально отсутствует. Поэтому такой радиодальномер является одноцелевым — за время облучения одного углового направления $T_{обл}$ он может измерить дальность только до одной цели. В режиме обнаружения радиодальномер может измерять дальность до многих целей, если эти цели разрешаются по угловым координатам.

В когерентном двухчастотном фазовом радиодальномере с аппаратурой СЦСД используется разрешающая способность по скорости. Этот радиодальномер может быть многоцелевым (см. рис. X.17) или одноцелевым (рис. X.18). Оконечное устройство многоцелевого

радиодальномера на выходах полосовых фильтров разделяется на n каналов скорости (по числу элементов разрешения частоты в полосе прозрачности полосового фильтра $\Omega_н \div \Omega_в$). Каналы фазометра и обнаружителя, входящие в каждый канал скорости, такие же, как на блок-схеме рис. X.16, но допплеровские колебания на них подаются не непосредственно с полосовых фильтров, а с узкополосных резонансных фильтров спектранализатора, ширина полосы пропускания которых согласована с интервалом когерентности сигнала.

В этом дальномере нет принципиальной необходимости в использовании полосовых фильтров. Однако предварительное подавление пассивной помехи, осуществляемое этими фильтрами, упрощает техническую реализацию устройства.

Ширина полосы пропускания фильтров низкой частоты согласуется с временем облучения одного углового направления. Общий порог для всех пороговых устройств формируется путем усреднения сигналов на выходах всех каналов обнаружения. Число целей, которое может обработать многоцелевой радиодальномер за время облучения одного углового направления, равно числу каналов скорости, при этом по каждой цели, кроме дальности, выдается дискретное значение ее скорости. Общее число целей, которое может обработать радиодальномер в режиме обнаружения, равно произведению числа элементов разрешения по скорости и угловым координатам.

В одноцелевом когерентном радиодальномере с аппаратурой СЦСД разрешающая способность по скорости реализуется благодаря использованию в опорном канале узкополосного следящего фильтра.

В зависимости от того, за каким параметром (фазой или частотой) опорного колебания осуществляется слежение, различают радиодальномер со следящей по фазе системой — СФС (рис. X.18, *а*) или со следящей по частоте системой — СЧС (рис. X.18, *б*). Оконечное устройство радиодальномера с СФС по своему построению аналогично оконечному устройству радиодальномера с аппаратурой СДЦ в варианте с фазовым сравнением допплеровских колебаний (см. рис. X.16, *б*). Отличием является лишь то, что опорное колебание подается на фазовые детекторы не непосредственно с полосового фильтра, а после фильтрации в СФС. Колебание на выходе СФС по частоте и фазе совпадает с колебанием, поданным на его вход. При необходимости по частоте колебания на выходе СФС можно измерить скорость сопровождаемой цели. Для этого достаточно использовать преобразователь «частота — напряжение» или «частота — код».

Колебание на выходе СЧС совпадает с входным опорным колебанием лишь по частоте (или смещено относительно него по частоте на постоянную величину $\omega_{см}$, как показано на рис. X.18, *б*). Фаза же выходного колебания СЧС может быть сдвинута относительно фазы входного колебания на любую случайную в пределах $0—2\pi$ величину. Наличие этого случайного фазового сдвига обусловли-

вает некоторое отличие построения оконечного устройства радиодальномера с СЧС. С помощью смесителя частоты и узкополосного резонансного фильтра в канале фазометра и опорном канале выделяются отфильтрованные от шумов колебания частоты $\omega_{см}$ *. Дальнейшая обработка этих колебаний такая же, как и в схеме с СФС. Поскольку случайный фазовый сдвиг выходного колебания СЧС переносится на оба колебания, выделяемые резонансными фильтрами, он исключается при фазовом сравнении этих колебаний. С помощью смесителя колебаний с частотами $\omega_{см} - \Omega_{д1}$ и $\omega_{см}$ и широкополосного резонансного фильтра выделяется колебание частоты $\Omega_{д1}$, которое может быть использовано для измерения скорости сопровождаемой цели.

Применение следящего фильтра в одноцелевом радиодальномере с аппаратурой СЦСД позволяет не только выделить одну из многих целей, находящихся на одном и том же угловом направлении, но и обеспечить более высокую (по сравнению с одноцелевым радиодальномером с аппаратурой СДЦ) помехоустойчивость, поскольку при отфильтрованном от шумов опорном колебании устраняется подавление слабых сигналов. При сильных сигналах одноцелевой радиодальномер с аппаратурой СЦСД не обладает этим дополнительным преимуществом, поскольку такие сигналы не подавляются и в дальномере с аппаратурой СДЦ.

Оконечные устройства, приведенные на рис. X.16—X.18, относятся к категории устройств с двухполосной демодуляцией сигнала. Такие устройства не реализуют предельной помехоустойчивости радиодальномера, так как в них существуют энергетические потери в 3 *дб*, обусловленные «перегибанием» спектра при когерентном детектировании сигнала. Принцип построения оконечных устройств с однополосной демодуляцией сигнала, в которых отсутствуют указанные потери, поясняется на рис. X.19. Устройство, показанное на этом рисунке, обеспечивает подавление верхней боковой полосы частот, т. е. всех колебаний (в том числе и спектральных составляющих шума) с частотами $\omega > \omega_{пр}$ для опорного канала и $\omega > \omega_{пр} + \Omega_p$ для канала фазометра. На обоих выходах этого устройства выделяются колебания только с отрицательными допплеровскими частотами, колебания же с положительными частотами подавляются. Поэтому радиодальномер с таким устройством из всех движущихся целей выделяет только приближающиеся цели и оказывается нечувствительным к удаляющимся целям. Поясним работу устройства на примере опорного канала. Выходное колебание УПЧ частоты $\omega_{пр} \mp \Omega_{д1}$ преобразуется когерентными детекторами в два квадратурных (сдвинутых по фазе на $\frac{\pi}{2}$) допплеровских колебания частоты $\Omega_{д1}$. Синусное колебание дополнительно сдвигается по фазе на $\frac{\pi}{2}$ и суммируется затем с косинусным колебанием. При отрица-

* В канале фазометра частота колебания, выделяемого резонансным фильтром, равна $\omega_{см} + \Omega_{д2} - \Omega_{д1} \approx \omega_{см}$, так как $\Omega_{д1} \approx \Omega_{д2}$.

тельном знаке допплеровского сдвига частоты оба колебания оказываются в фазе, а амплитуда суммарного колебания равна удвоенной амплитуде одного колебания. При положительном знаке допплеровского сдвига частоты полярность синусного колебания изменяется на противоположную, а косинусного — остается неизменной. Поэтому суммируемые колебания оказываются в противофазе и

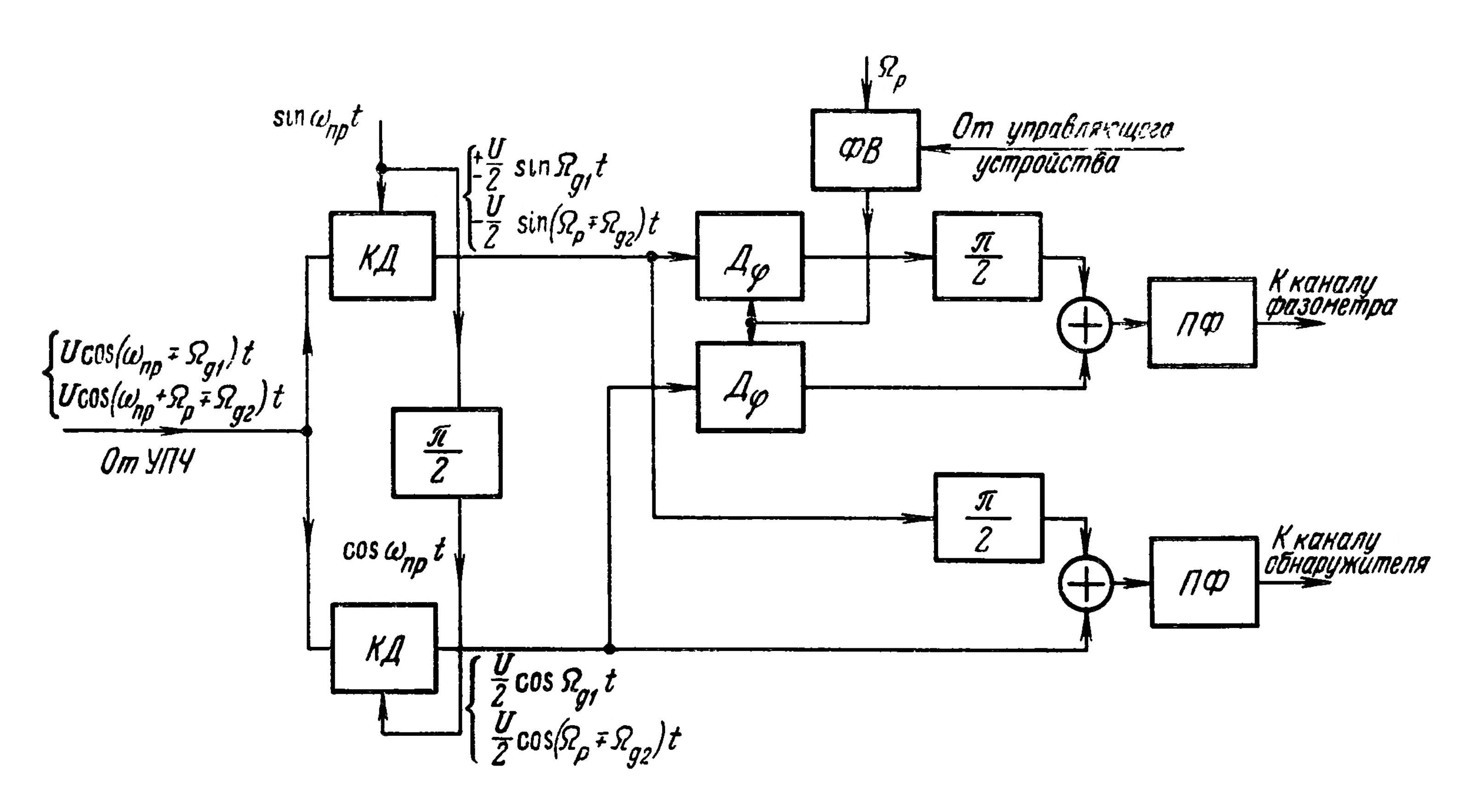


Рис. X.19. К пояснению принципа построения оконечных устройств когерентного двухчастотного фазового дальномера с однополосной демодуляцией сигнала:

КД — когерентный детектор, $\frac{\pi}{2}$ — фазовращатель на $\frac{\pi}{2}$; $Д_\varphi$ — фазовый дискриминатор; *ПФ* — полосовой фильтр; *ФВ* — фазовращатель

взаимно компенсируются. Если вместо суммирования осуществлять вычитание колебаний, подавленной окажется нижняя боковая полоса, а радиодальномер будет чувствителен только к удаляющимся целям. Используя как суммирование, так и вычитание колебаний, можно разделить сигналы от движущихся целей по двум идентичным каналам, один из которых будет чувствителен только к приближающимся целям, а другой — только к удаляющимся. Причем каждый из каналов, включающий в себя канал фазометра и опорный канал, начиная с полосовых фильтров, может быть выполнен по любой из схем, приведенных на рис. X.16—X.18. Радиодальномер с таким оконечным устройством чувствителен к направлению движения целей.

Методические погрешности. Расчет флуктуационной ошибки радиодальномера, как и любого радиолокационного измерителя, имеет некоторую специфику, обусловленную тем, что шум на входе оконечного устройства аддитивен по отношению к сигналу, несущему полезную информацию, а не по отношению к измеряемому параметру. Ниже в качестве примера будет приведен расчет флуктуационной ошибки одноцелевого радиодальномера с аппаратурой СЦСД в варианте с СФС (рис. X.18, *а*). Расчет погрешности этого

радиодальномера при учете некоторых особенностей других структур позволит оценить точность двухчастотного фазового метода в целом. Кроме того, этот расчет позволит найти общие закономерности, влияющие на погрешности всех других методов дальнометрии.

В качестве исходных данных для расчета принимаются параметры: средняя удельная мощность принятого двухчастотного сигнала $P_c = \frac{2(U'_m)^2}{2} = (U'_m)^2$, спектральная плотность белого шума (энергия шума) на входе приемника N, разностная частота F_p. При этих исходных данных точность радиодальномера определяется лишь двумя устройствами: приемником, осуществляющим обработку сигнала, несущего информацию о дальности, и следящим измерителем, преобразующим полезный параметр сигнала (фазу огибающей) в выходной сигнал.

Требования, которые должны быть предъявлены к приемнику, определяются следующими соображениями. Излученный двухчастотный сигнал занимает полосу частот F_p *гц*. Принятый сигнал занимает ту же полосу частот, но за счет эффекта Допплера в соответствии с выражением (X.40) его спектральные составляющие могут быть сдвинуты по частоте в пределах $\pm\frac{F_p}{2}$ *гц*. Для того чтобы не исказить информации, заложенной в принятом сигнале, приемник должен иметь частотные характеристики идеального полосового фильтра (т. е. постоянную амплитудно-частотную и линейную фазочастотную характеристики) с полосой пропускания $\Delta f_{np} \geqslant 2F_p$.

Требования, предъявляемые к следящему измерителю, формулируются в результате анализа точности дальномера. На рис. X.20, *а* показана исходная структурная (расчетная) схема следящего измерителя *. В этой схеме совокупность всех реальных элементов следящего измерителя, включенных между когерентным детектором и управляющим устройством и участвующих в формировании сигнала ошибки (совокупность этих элементов будем называть устройством выделения сигнала ошибки), представлена двумя структурными элементами: сравнивающим и усилительным с коэффициентом усиления K_∂ в *в/м* (K_∂ — коэффициент пропорциональности между ошибкой измерения дальности $\Delta R = R - R^*$ и напряжением сигнала ошибки U_{co}). Такое структурное представление устройства выделения сигнала ошибки (ВСО) обусловлено его функциональным назначением.

Особенностью устройства ВСО когерентных дальномеров является то, что дискриминатор преобразует фазовое рассогласование не непосредственно в сигнал ошибки, а в несущее допплеровское колебание, в фазе которого заключена информация об ошибке

---

* Подобная расчетная схема, а также излагаемая здесь методика расчета могут быть использованы для анализа точности измерения любого радиотехнического параметра. Общие закономерности расчета следящих радиотехнических измерителей для случая некогерентного детектирования сигнала см. в работе [12].

измерения. Несущее колебание фильтруется и лишь после этого путем фазового (синхронного) детектирования преобразуется в сигнал ошибки. Представление устройства ВСО линейным пропорциональным звеном обосновано тем, что ошибка измерения обычно не превосходит линейного участка дискриминационной характеристики, а фильтрация несущего колебания сигнала ошибки не влияет на динамические характеристики следящей системы. Неаддитивная смесь шумов и измеряемого параметра на входе измерителя приведена на структурной схеме рис. X.20, а в виде аддитивной смеси шумов $U_ш$ и сигнала ошибки U_{co} на выходе устройства ВСО.

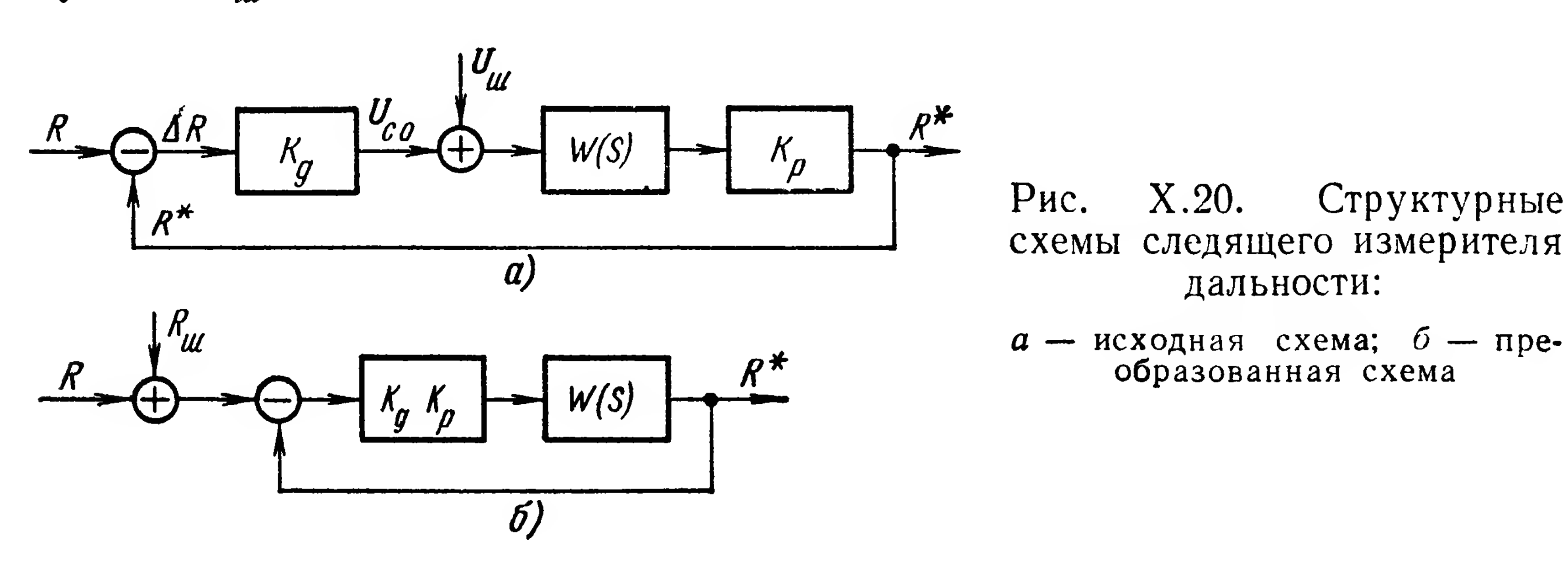


Рис. X.20. Структурные схемы следящего измерителя дальности:

а — исходная схема; *б* — преобразованная схема

Через $W(s)$ на структурной схеме обозначена передаточная функция управляющего устройства (с учетом фильтра низкой частоты, включенного на входе нормирующего устройства), а через K_p, *м/в* — крутизна характеристики управления фазовращателя (объекта регулирования). На рис. X.20, *б* показана преобразованная структурная схема следящего измерителя. В этой схеме флуктуации сигнала ошибки на выходе устройства ВСО, обусловленные шумами $U_ш$, пересчитаны в эквивалентные им флуктуации дальности $R_ш$ на входе измерителя. Структурная схема рис. X.20, *б* позволяет выявить раздельное влияние на точность измерения собственно измерителя, т. е. устройства ВСО, и сглаживающей цепи измерителя, представляющей собой линейный фильтр с отрицательной обратной связью. Во всех дальномерах, как правило, выполняются условия

$$\Delta F_{сгл} \ll F_p; \tag{X.41}$$

$$\Delta F_{сгл} \ll \Delta F_ш, \tag{X.42}$$

где $\Delta F_{сгл} = \dfrac{\frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{+\infty} K|(j\omega)|^2\, d\omega}{|K(0)|^2}$ — эффективная шумовая полоса пропускания сглаживающей цепи с амплитудно-частотной характеристикой $K(j\omega)$;

$\Delta F_ш$ — эффективная ширина спектра шумов на выходе устройства ВСО (определяется аналогично $\Delta F_{сгл}$);

Условие (X.41) позволяет не учитывать дискретности измерения, а условие (X.42) дает возможность считать эквивалентные

флуктуации дальности на входе следящего измерителя белым шумом с ограниченной шириной спектра.

В результате рассмотрения структурных схем следящего измерителя можно наметить следующий порядок расчета флуктуационной ошибки дальномера.

Вычисляется спектральная плотность флуктуаций сигнала ошибки N_u в $в^2/гц$ на выходе устройства ВСО. Определяется крутизна дискриминационной характеристики $K_д$ в $в/м$ на ее линейном участке. Спектральная плотность эквивалентных флуктуаций дальности N_R в $м^2/гц$ на входе следящего измерителя

$$N_R=\frac{N_u}{K_д^2}. \tag{X.43}$$

Среднеквадратическое значение флуктуационной ошибки дальномера

$$(\sigma_{фл})_R=\sqrt{N_R \Delta F_{сгл}}. \tag{X.44}$$

Так как $\Delta F_{сгл}$ определена с учетом «отрицательных» частот, аналогичным образом следует определять и N_R, т. е. $\Delta F_{сгл}$ вдвое больше, а N_R вдвое меньше соответствующих параметров, определенных с учетом только реальных частот.

Придерживаясь изложенного выше порядка расчета, найдем выражение для флуктуационной ошибки дальномера (рис. X.18, *а*).

Спектральная плотность шума на выходе полосового фильтра при однополосной демодуляции

$$(N_u)_{пф}=N.$$

Спектральная плотность флуктуаций сигнала ошибки (на выходе фазового детектора)

$$N_u=2\,(N_u)_{пф}=2N. \tag{X.45}$$

В последнем выражении коэффициент 2 учитывает, что флуктуации сигнала ошибки на выходе фазового детектора обусловлены некоррелированными шумами обоих каналов — фазометра и опорного.

Крутизна дескриминационной характеристики на ее линейном участке находится из выражения (X.37)

$$K_д=\left\{\frac{\partial\,[U_{фд}\,(\Delta R)]}{\partial\,(\Delta R)}\right\}_{\text{при } \Delta R=0}=K_{фд}\frac{2\Omega_p}{c}. \tag{X.46}$$

Учитывая, что полосовой фильтр канала фазометра выделяет лишь одно из двух принятых колебаний амплитудой U'_m, и принимая для линейного детектора коэффициент пропорциональности между амплитудой входного колебания и крутизной детекторной характеристики $K_{фд}$ (так же, как и при вычислении шума) равным единице, можем записать

$$K_д=U'_m\frac{2\Omega_p}{c}. \tag{X.47}$$

Спектральная плотность эквивалентных флуктуаций дальности на входе следящего измерителя находится после подстановки в формулу (X.43) выражений (X.45) и (X.47):

$$N_R = \frac{c^2}{4} \cdot \frac{2N}{(U'_m)^2 (2\pi F_p)^2}. \qquad (X.48)$$

Среднеквадратическое значение флуктуационной ошибки дальномера на основании выражений (X.44) и (X.48) представим в следующем виде:

$$(\sigma_{фл})_R = \frac{c}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2 \frac{(U'_m)^2 \, T_{сгл}}{N} \pi F_p}}, \qquad (X.49)$$

где $T_{сгл} = \frac{1}{\Delta F_{сгл}}$ — время сглаживания.

В формуле (X.49) выражение $(U'_m)^2 T_{сгл} = Э_\Sigma$ — полная энергия принятого двухчастотного сигнала, выделяемая за время сглаживания $T_{сгл}$.

Введем обозначение: $q^2 = \frac{Э_\Sigma}{N}$ — отношение полной энергии сигнала к энергии шума. С учетом этого обозначения формулу (X.49) окончательно можно записать

$$(\sigma_{фл})_R = \frac{c}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2q^2}\, \pi F_p}. \qquad (X.50)$$

Из этой формулы следует, что флуктуационная ошибка двухчастотного дальномера обратно пропорциональна произведению квадратного корня из энергетического отношения сигнал/шум на разностную частоту.

Потенциальная точность дальнометрии обычно оценивается известной формулой Вудворда [6], [29]

$$(\sigma^2_{фл})_{t_R} = \frac{1}{2q^2\beta^2}; \qquad (X.51)$$

в этой формуле

$(\sigma^2_{фл})_{t_R} = \frac{4}{c^2} (\sigma^2_{фл})_R$ — дисперсия ошибки измерения времени задержки;

$q^2 = \frac{Э_\Sigma}{N}$ — отношение полной энергии сигнала к энергии шума;

β — среднеквадратичная ширина спектра огибающей излученного сигнала (аналитическое определение β см., например, в работах [6], [29]).

В § 5 настоящей главы для ширины спектра излученного сигнала использовалось обычное обозначение Δf_c.

Формула Вудворда может быть применена для расчета потенциальной точности любого метода дальнометрии. В зависимости от метода дальнометрии и формы сигнала в ней будет изменяться лишь параметр β. Для двухчастотного фазового метода $\beta = \pi F_p$. Учитывая это, из сравнения формулы (X.50) с формулой Вудворда (X.51)

замечаем, что в дальномере (рис. X.18, *а*) реализована потенциальная точность измерения.

Для импульсного метода с колоколообразной формой сигнала $S(t)=e^{-\frac{\pi t^2}{t_u^2}}$, где t_u — длительность импульса, отсчитываемая на уровне $e^{-\frac{\pi}{4}} \approx 0{,}45$, $\beta = \frac{\sqrt{\pi}}{t_u}$ [28]. Из сравнения значений β следует, что при одинаковых энергетических отношениях сигнал/шум и одинаковых интервалах однозначности (т. е. при $F_p = F_n$) флюктуационная ошибка импульсного метода в $\sqrt{\pi}/t_u \pi F_p = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \frac{T_n}{t_u}$ раз меньше флуктуационной ошибки двухчастотного фазового метода.

Формула Вудворда получена в предположении, что за время наблюдения дальность не изменяется. В этом случае полная энергия сигнала $Э_\Sigma$ при заданной средней мощности P_c определяется временем наблюдения сигнала, т. е. временем облучения цели.

В случае следящего измерителя $Э_\Sigma$ определяется не временем наблюдения (слежения), которое может быть весьма продолжительным, а временем сглаживания $T_{сгл} = \frac{1}{\Delta F_{сгл}}$. Предел увеличению $T_{сгл}$ с целью увеличения $Э_\Sigma$ и уменьшения $(\sigma_{фл})_R$ накладывает рост динамической ошибки измерения $(\sigma_д)_R$. Таким образом, полный расчет методической погрешности следящего измерителя должен состоять из расчета как флуктуационной, так и динамической ошибок. Формула Вудворда сохраняет свое значение и для следящего измерителя в том смысле, что указывает потенциальный предел точности по флуктуационной ошибке при известной энергии сигнала. Вопрос же о том, какова должна быть эта энергия (т. е. время сглаживания $T_{сгл}$) решается в результате статистического синтеза сглаживающей цепи. Заметим только, что на практике обычно используется сглаживающая цепь со структурой ЛАХ I типа.

Передаточная функция разомкнутой цепи имеет вид

$$W(s) = \frac{K(1+sT_1)}{s^2(1+sT_2)}. \tag{X.52}$$

Сглаживающая цепь с такой структурой при соответствующем выборе ее параметров по своим показателям несущественно отличается от оптимальной структуры [27], полученной в предположении, что изменение дальности аппроксимируется полиномом первой степени, а помеха является белым шумом.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Бартон Д.** Радиолокационные системы. Сокр. пер. с англ. под ред. К. Н. Трофимова, М., Военное изд-во Министерства обороны СССР, 1967, с. 273—275.

2. **Бакут П. А., Большаков И. А., Герасимов Б. М., Курикша А. А., Репин В. Г., Тартаковский Г. П., Широков В. В.** Вопросы статистической теории

радиолокации. Под ред. проф. Г. П. Тартаковского, Т. I, М., изд-во «Советское радио», 1963, с. 90—96.

3. **Бакулев П. А.** Радиолокация движущихся целей. М., изд-во «Советское радио», 1964, 334 с.

4. **Белоусов А. П.** О наивысшей реальной чувствительности импульсного радиоприемника. «Радиотехника», М., 1946, № 5, с. 18—27.

5. **Вишин Г. М.** Селекция движущихся целей. М., Военное изд-во Министерства обороны СССР, 1966, 275 с.

6. **Вудворд Ф. М.** Теория вероятностей и теория информации с применениями в радиолокации. Пер. с англ. под ред. Г. С. Горелика, М., изд-во «Советское радио», 1955, с. 106—107.

7. **Гуткин Л. С.** Принципы радиоуправления беспилотными объектами. М., изд-во «Советское радио», 1959, с. 228—230.

8. **Гитис Э. И.** Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. М. — Л. Госэнергоиздат, 1961, с. 161—180.

9. **Гоноровский И. С.** Основы радиотехники. М., Связьиздат, 1957, с. 678.

10. **Казаринов Ю. М., Коломенский Ю. А., Пестов Ю. К., Толоконников С. В., Шломин В. И.** Радиотехнические системы. М., изд-во «Советское радио», 1968, 496 с.

11. **Коростелев А. А.** Автоматическое измерение координат. М., Воениздат, 1961, 103 с.

12. **Кривицкий Б. Х.** Автоматические системы радиотехнических устройств. М. — Л. Госэнергоиздат, 1962, с. 145—159.

13. **Котельников В. А.** Теория потенциальной помехоустойчивости при флуктуационных помехах. Докторская диссертация. М., 1946, с. 21—22.

14. **Кондюкова Е. И., Редькин Б. Е.** Аналого-цифровые преобразователи системы автоматического контроля. М., изд-во «Энергия», 1967, с. 16—39.

15. **Лезин Ю. С.** Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов. М., изд-во «Советское радио», 1963, 319 с.

16. **Ламповые** схемы для измерения времени. Пер. с англ. под ред. А. Я. Брейтбарта. Ч. II. М., изд-во «Советское радио», 1951, с. 36—50.

17. **Митяшев Б. Н.** Определение временного положения импульсов при наличии помех. М., изд-во «Советское радио», 1962, с. 109—149.

18. **Основы** автоматического регулирования. Том II, часть I, под ред. д-ра технических наук профессора В. В. Солодовникова. М., Машгиз, 1959, с. 216—256.

19. **Родс Д. Р.** Введение в моноимпульсную радиолокацию. М., изд-во «Советское радио», 1960, с. 24.

20. **Сколник М.** Введение в технику радиолокационных систем. Пер. с англ. под ред. К. Н. Трофимова, М., изд-во «Мир», 1965, с. 92—141, 238—244, 433—475.

21. **Солодовников В. В.** Статистическая динамика линейных систем автоматического управления. М., Физматгиз, 1960, с. 88—137.

22. **Сиверс А. П.** Радиолокационные приемники. Расчет и проектирование. М., изд-во «Советское радио», 1953, 359 с.

23. **Сиверс А. П., Суслов Н. А., Метельский В. И.** Основы радиолокации, Л., Судопромгиз, 1959, с. 12—17, с. 117.

24. **Серджент Р.** Обнаружение движущейся цели импульсно-допплеровским методом. «Вопросы радиолокационной техники», 1955, № 2, с. 23—29.

25. **Сайбель А. Г.** Основы радиолокации. М., изд-во «Советское радио», 1961, с. 69—161.

26. **Сифоров Е. И.** О влиянии помех на прием импульсных сигналов. «Радиотехника», 1946, № 1, с. 5—11.

27. **Техническая** кибернетика. Книга 2. Под ред. д-ра техн. наук, проф. В. В. Солодовникова, М., изд-во «Машиностроение», 1967, с. 279—297.

28. **Теоретические** основы радиолокации. Под ред. В. Е. Дулевича. М., изд-во «Советское радио», 1964, с. 288—289.

29. **Фалькович С. Е.** Прием радиолокационных сигналов на фоне флуктуационных помех. М., изд-во «Советское радио», 1961, с. 10, 138,

ГЛАВА XI

ЛАЗЕРНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Лазерные измерительные устройства (ЛИУ) предназначены для обнаружения и определения пространственного положения различных неподвижных или движущихся объектов и принадлежат к классу активных систем измерения, в которых используется подсветка этих объектов источниками когерентного оптического излучения — лазерами. За короткое время лазеры нашли широкое применение в медицине и приборостроении, системах связи и телевидении, спектроскопии и фотографии, металлургии и в целом ряде других областей. В нашей стране и за рубежом разработано большое количество различных типов лазеров. Одним из перспективных направлений применения лазеров является лазерная измерительная техника. По аналогии с измерительными устройствами радиодиапазона при определении пространственного положения объекта ЛИУ наиболее широко применима сферическая система координат. За начало отсчета принимается место расположения лазерного измерительного устройства, которое определяет наклонную дальность, угол места и азимут объекта и получило название лазерного оптического локатора (светолокатора). Лазерные измерительные устройства, определяющие только одну координату — наклонную дальность называются лазерными дальномерами. В зависимости от режима работы различают ЛИУ непрерывного действия и импульсные ЛИУ. Можно классифицировать ЛИУ по типу используемого передатчика — лазера, который может быть на твердом теле, полупроводниковым, газовым и жидкостным, а также по длине волны излучения — ЛИУ видимого, инфракрасного и ультрафиолетового диапазонов.

Основным направлением в развитии измерительных устройств пространственной ориентации является повышение их разрешающей способности. В измерительных устройствах радиодиапазона это приводит к большим трудностям, связанным со значительным усложнением аппаратуры и увеличением ее габаритов. В связи с переходом в диапазон более коротких длин волн основной особенностью лазерных измерительных устройств является потенциальная возможность значительного повышения разрешающей способности и пространственной направленности излучения. Существенное уменьшение длины волны излучения по сравнению с радиодиапазоном

(на 4—5 порядков) позволяет при лучшей фокусировке создать ЛИУ со сверхузкими диаграммами направленности при малых габаритах антенных устройств.

Точность измерения их на 2—3 порядка выше, чем точность соответствующих устройств радиодиапазона [10], [18]. Высокая точность и разрешающая способность свидетельствуют о перспективности применения ЛИУ при решении ряда практических задач автоматического управления. Влияние атмосферы значительно снижает возможности систем оптического диапазона, при использовании ЛИУ в космических системах управления их преимущества неоспоримы.

В связи с тем, что ЛИУ по принципу действия имеют много общего с радиолокационными измерительными устройствами, в данной главе рассмотрены лишь основные специфические особенности построения лазерных измерительных устройств, которые могут быть использованы в качестве чувствительного элемента пространственной ориентации систем автоматического управления.

1. ПРИНЦИПЫ РАБОТЫ ЛАЗЕРНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ (ЛИУ)

В основе работы лазерного измерительного устройства лежит метод активного обнаружения и определения координат объекта. Сущность его заключается в том, что в процессе работы передающая система ЛИУ излучает направленные электромагнитные колебания, которые при отражении от объекта становятся источником информации.

Измерение координат объекта основывается на свойстве световых волн распространяться в однородной среде прямолинейно и с постоянной скоростью. Постоянство скорости и прямолинейность распространения световых волн позволяет по времени прохождения излученного сигнала от ЛИУ до объекта и обратно измерить дальность. Для определения этого времени в зависимости от вида модуляции излучаемого сигнала используется измерение и сравнение частоты, фазы или временного положения излученного и принятого сигналов. Прямолинейность распространения направленных световых волн позволяет по направлению приходящего отраженного сигнала определять угловые координаты объекта. При этом могут быть использованы как амплитудные, так и фазовые методы.

Работа и взаимодействие систем ЛИУ могут быть рассмотрены по обобщенной функциональной схеме, приведенной на рис. XI.1.

Источником сигнала является лазер, излучение которого проходит через оптический модулятор, обеспечивающий модуляцию несущей частоты. Выходной сигнал модулятора формируется оптической передающей системой и с помощью устройства сканирования и управления направляется на объект. Отраженный от объекта световой луч фокусируется приемной оптической системой на прием-

ник излучения. Фиксация отраженного сигнала приемным устройством свидетельствует об обнаружении объекта, а полезная информация в виде амплитуды, фазы, частоты, поляризации и направления прихода сигнала используется для определения координат объекта. Эта задача осуществляется приемной системой совместно с системой обработки и осложняется наличием помех, которые вызывают искажения параметров сигнала и в худшем случае приводят к потере информации об объекте. В приемном устройстве происходят фильтрация сигнала от помех, усиление, преобразование и детек-

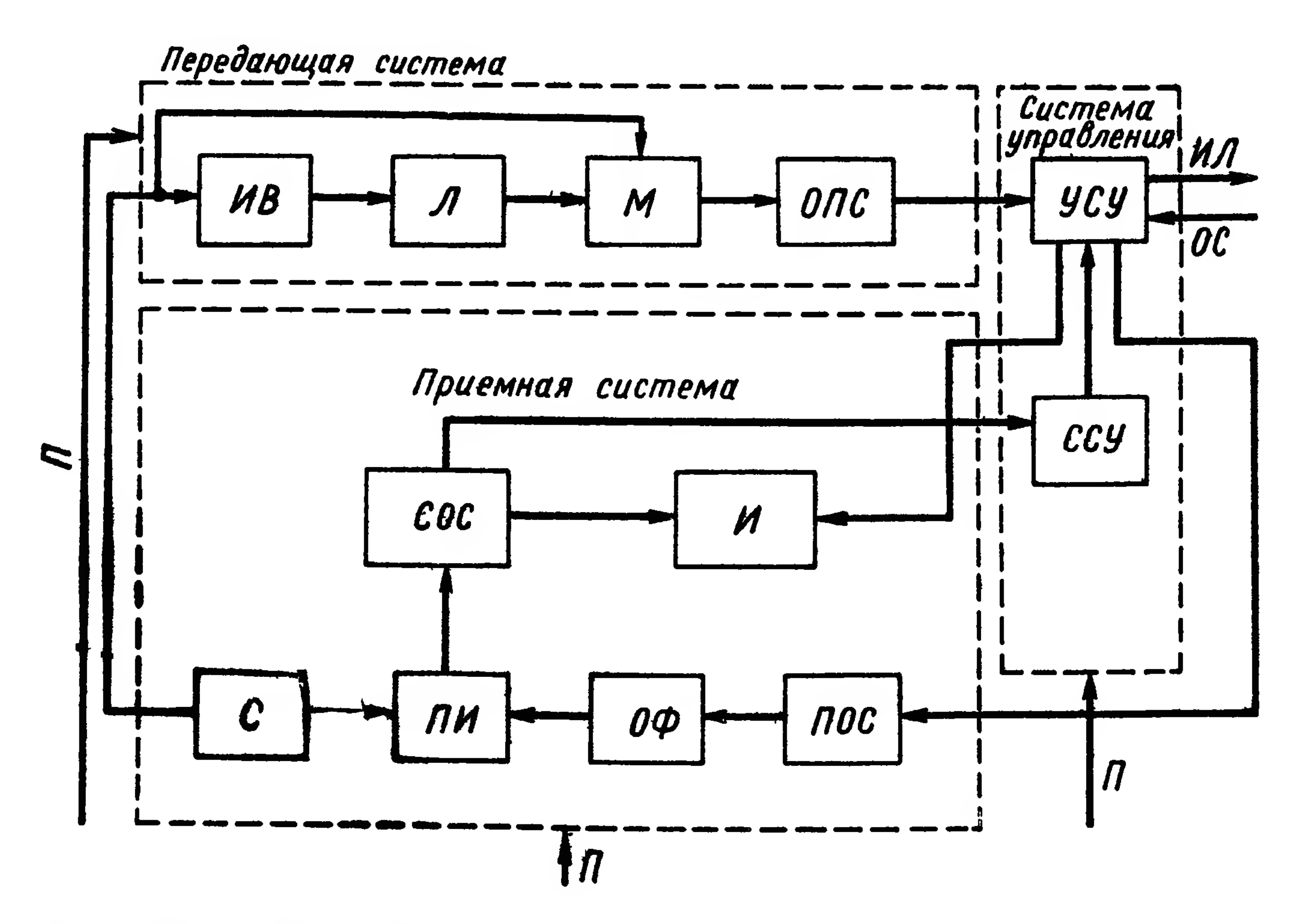


Рис. XI.1. Функциональная схема лазерного измерительного устройства:

ИВ — источник возбуждения; *Л* — лазер; *М* — модулятор; *ОПС* — оптическая передающая система; *УСУ* — устройство сканирования и управления; *СОС* — система обработки сигналов; *И* — индикатор; *ССУ* — сервосистема управления; *С* — синхронизатор; *ПИ* — приемник излучения; *ОФ* — оптический фильтр; *ПОС* — приемная оптическая система

тирование сигнала. Устройство обработки решает задачу определения координат объекта на основе анализа выделенного сигнала. Тип устройства обработки зависит как от вида сигнала, так и от типа последующего элемента системы автоматического управления, в которой используется ЛИУ. В простейшем случае это может быть стрелочный прибор, индикатор с электроннолучевой трубкой или цифровой индикатор, в более сложном случае аналоговая или цифровая система автоматического съема координат. Синхронизатор определяет последовательность работы ЛИУ. В его функции входит определение момента излучения сигнала, стробирование приемника, управление работой модулятора и системы обработки сигнала. Система управления осуществляет точное наведение луча ЛИУ и непрерывное автосопровождение объекта.

2. ЭЛЕМЕНТЫ, УСТРОЙСТВО И ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕДАЮЩЕЙ СИСТЕМЫ ЛИУ

Если при рассмотрении функциональной схемы (см. рис. XI.1) проводить аналогию с радиоизмерительными устройствами, то оптический квантовый генератор — лазер, источник накачки и модулятор выполняют работу передатчика, а роль антенны выполняет оптическая передающая система, предназначенная для формирования направленного излучения.

В отдельных случаях оптическая система может отсутствовать и излучение происходит непосредственно с торца излучателя. Для модуляции может быть использована и внутренняя модуляция самого лазера. Основным элементом передающей системы ЛИУ любого типа является лазер. В настоящее время существует большой выбор лазеров различного типа, которые могут быть использованы в качестве источника излучения. Диапазон излучения простирается от 0,3 *мкм* до 300 *мкм*.

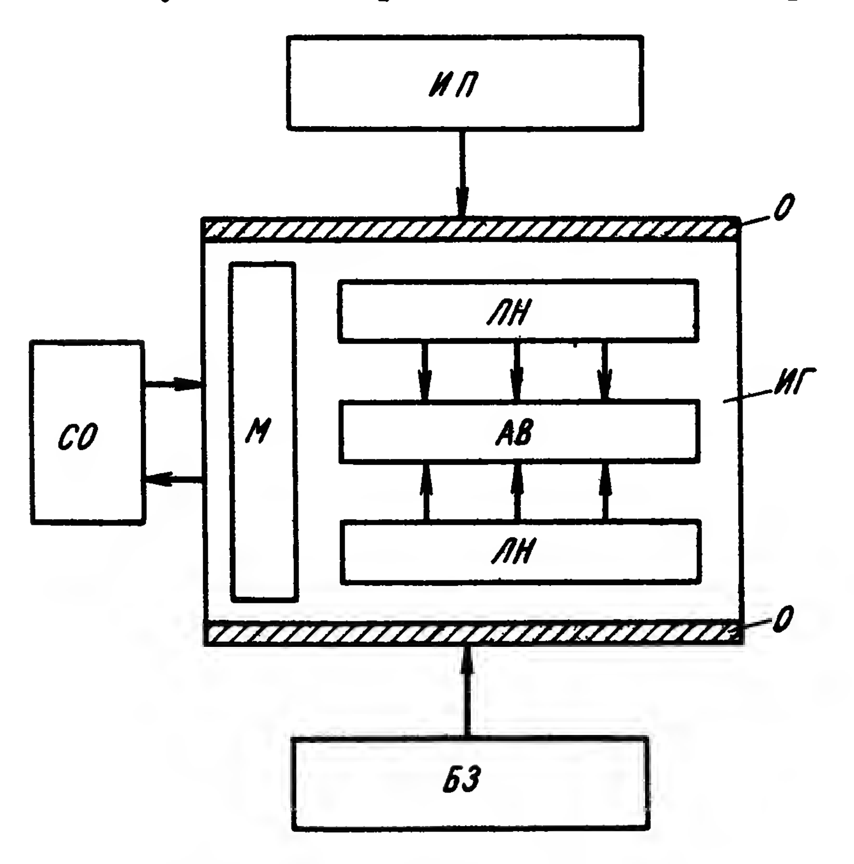


Рис. XI.2. Блок-схема лазера на твердом теле

Выбор лазера во многом определяется условиями использования ЛИУ. При использовании ЛИУ в приземном слое атмосферы или в водной среде большое влияние на выбор лазера оказывает ослабление его излучения в указанных средах с целью выбора «окна прозрачности» — спектрального участка с минимальным поглощением средой.

Лазеры на твердом теле можно считать наиболее перспективными в ЛИУ, так как они имеют наибольшую мощность излучения, достигающую у современных лазеров от нескольких десятков до сотен мегаватт в импульсе и малую расходимость, измеряемую десятками минут.

Возможность получения импульсов малой длительности позволяет определять дальность до объекта с высокой степенью точности. Основными элементами лазера на твердом теле являются излучающая головка (рис. XI.2), источник питания, система охлаждения и блок запуска. В качестве активного вещества излучающей головки используются различные кристаллические и аморфные вещества с примесью редкоземельных элементов, а также хрома и урана. Основные характеристики активных веществ приведены, например, в работах [2, 3, 4, 8]. Наибольшее применение получили синтетический рубин и стекло с примесью неодимия.

Конструктивно излучатель выполняется в виде стержня из кристалла активного вещества квадратного, круглого или шестигранного сечения. Размеры и форма стержня, как и конструкция излучающей головки, определяются источником накачки, оптической системой излучателя и способом его охлаждения. Так, использование составного рубинового стержня позволяет осуществить лучший отвод тепла за счет обтекания водой не только боковой поверхности, но и поверхности разрезов.

Кроме того, кристаллы небольшой длины можно получить более однородные по структуре с высокими оптическими параметрами. Оптическая накачка осуществляется через боковые поверхности стержня, а торцевые поверхности образуют резонатор с высоким качеством отражающей поверхности. Отражающие поверхности резонатора представляют собой зеркало с серебряным или многослойным диэлектрическим покрытием с различными коэффициентами преломления и могут быть нанесены непосредственно на торцевые поверхности стержня, а при большой мощности излучения выполняются в виде отдельного зеркала с диэлектрическим покрытием. При очень высоких уровнях мощности многослойные диэлектрические зеркала не выдерживают условий работы и используют плоскопараллельные сапфировые пластинки.

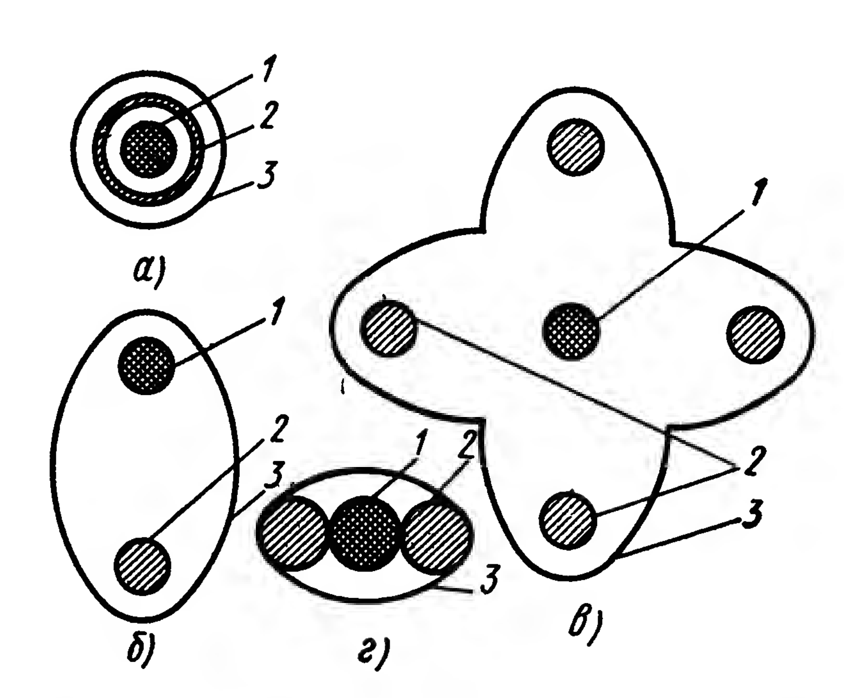


Рис. XI.3. Различные типы отражателей лазеров на твердом теле:

а — цилиндрический; *б* — эллиптический; *в* — четырехэллиптический; *г* — с тесной упаковкой, *1* — стержень активного вещества; *2* — импульсная лампа; *3* — отражатель

В качестве одного из зеркал иногда используются призмы с полным внутренним отражением, а для управления излучением генератора с модулированной добротностью между активным веществом и зеркалом помещается оптическое устройство с регулируемой прозрачностью. Возбуждение активного вещества лазеров на твердом теле осуществляется методом оптической накачки, а так как большинство лазеров работает в импульсном режиме, широкое распространение в качестве источника возбуждения получили импульсные газоразрядные лампы. Для концентрации световой энергии лампы на боковые поверхности стержня активного вещества используются различные отражатели. В первых лазерах использовались спиральные импульсные лампы и отражатели цилиндрического типа. В конструкциях современных лазеров используются прямые и П-образные импульсные лампы и отражатели различного типа (рис. XI.3). При использовании отражателя эллиптической формы световой поток от лампы, расположенной на его фокальной оси, отразившись от эллиптической поверхности, концентрируется

на стержне активного вещества, который расположен на другой фокальной оси. Применение эллиптических отражателей позволяет получить значительно больший коэффициент передачи, чем в случае отражателей цилиндрической формы. При использовании нескольких ламп накачки используются многоэллиптические отражатели, в которых стержень активного вещества помещается на главной фокальной оси отражателя. С целью уменьшения габаритов излучающей головки используются отражатели с плотной упаковкой ламп накачки и стержня активного вещества. В лазерах на рубине и стекле с неодимием в качестве источников накачки широко распространены импульсные ксеноновые лампы.

Источник питания (см. рис. XI.2) заряжает накопительную емкость, подключенную к электродам лампы. Блок запуска формирует высоковольтный импульс, который вызывает начальный пробой газа в лампе. После этого сопротивление между электродами лампы резко падает, происходит разряд накопительной емкости и возникает мощная световая вспышка.

Излучение источника накачки обычно широкополосно, а спектр поглощения активного вещества лазера дает возможность использовать только часть излучаемой энергии. Кроме того, оптическая связь источник накачки — активное вещество неидеальна. Это приводит к тому, что к. п. д. преобразования электрической энергии в световую у лазеров на твердом теле мал и обычно не превышает 5%. В отдельных случаях удается получить более высокий к. п. д. Так, для лазера на стекле с неодимием в отражателе с серебряным покрытием и плотной упаковкой стержня и ламп получен к. п. д. 6,5%. Продолжается поиск и разработка как новых источников накачки, так и методов возбуждения с целью концентрации большей части энергии излучения в требуемом частотном диапазоне и увеличении к. п. д. лазера.

Одним из перспективных источников накачки лазеров на твердом теле могут служить полупроводниковые диодные лазеры. Излучение их обладает высокой монохроматичностью по сравнению с другими источниками накачки. При этом длина волны излучения может меняться в зависимости от окружающего рабочий кристалл лазера электрического или магнитного поля. Полупроводниковые лазеры имеют высокий к. п. д. Во время работы в небольшом объеме выделяется значительное количество тепла и охлаждение лазера является серьезной проблемой. Для отвода тепла и стабилизации температурного режима применяются различные системы охлаждения, которые могут быть как воздушными, так и водяными. В отдельных случаях для отвода тепла от стержня используется жидкий азот.

Газовые лазеры были первыми источниками непрерывного излучения, которые получили широкое распространение в ЛИУ. В качестве активного вещества в газовых лазерах используется смесь газов или отдельный газ. Схема газового лазера приведена на рис. XI.4. Активное вещество заключено в стеклянную или кварцевую разрядную трубку.

Зеркала резонатора для удобства изготовления разрядной трубки и юстировки обычно выполняются отдельно. Обработка поверхности зеркал производится с высокой степенью точности (до $\frac{1}{100}$ λ), а непараллельность зеркал не должна превышать нескольких угловых секунд. Помимо плоских зеркал разонатор может выполняться и из двух сферических зеркал, расстояние между которыми равно радиусу кривизны зеркала. В этом случае требования к точности обработки и юстировки могут быть значительно снижены, в связи с меньшими диффракционными потерями такого резонатора. Возбуждение активного вещества может производиться как высокочастотным, так и постоянным полем. При возбуждении высокочастотным полем напряжение от в. ч. генератора подводится к внешним электродам трубки. Более удобно возбуждение от генератора постоянного тока. Газовые лазеры с оптической накачкой пока не получили широкого применения. Одним из первых газовых лазеров, который нашел применение в ЛИУ, был лазер на смеси гелий — неон. Мощность гелий-неоновых лазеров в настоящее время не превышает несколько десятков милливатт. Значительно большую мощность (до нескольких ватт) имеют аргоновые лазеры. Наиболее перспективным считается лазер на CO_2, мощность излучения которого в непрерывном режиме достигает 50—100 *вт* на каждый метр длины разрядной трубки и имеющий к. п. д. 10%.

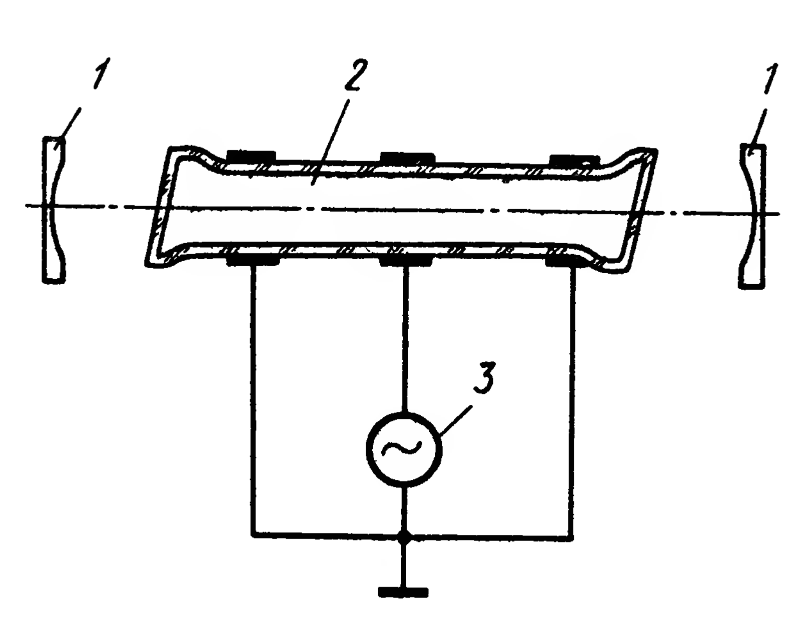


Рис. XI.4. Схема газового лазера:

1 — зеркало резонатора; 2 — газоразрядная трубка; 3 — источник возбуждения

В США для мощного локатора разработан лазер, от которого при первых испытаниях получена мощность 2500 *вт*, при этом длина активного участка задающего генератора этого лазера равна 10 *м*, а длина активного участка усилителя мощности составляет 40 *м*.

Широкое применение газовых лазеров объясняется их высокой когерентностью, по сравнению с любыми другими источниками излучения. Кроме того, выбором соответствующей активной среды можно получить длину волны излучения от 2300 А до 0,5 *мм*. Перспективным направлением является использование газовых лазеров, работающих в импульсном режиме. Так, лазеры на смеси CO_2 и N_2 имеют мощность до сотен киловатт в импульсе и могут работать с высокой частотой повторения. Недостатком газовых лазеров с высокой мощностью излучения является большая длина газоразрядной трубки.

Полупроводниковые лазеры. Полупроводниковый лазер состоит из активного вещества — полупроводникового лазерного диода, источника накачки и системы охлаждения (рис. XI.5).

Резонатором полупроводникового лазера служат очень точно обработанные грани полупроводникового диода. К двум другим граням «*p*» и «*n*» областей приложено напряжение источника накачки. При линейных размерах полупроводникового диода 0,1—1 *мм* и объеме порядка 0,5 *мм*² излучение происходит из активной области толщиной доли микрона.

Полупроводниковые лазеры могут работать как в импульсном, так и в непрерывном режиме. Основной их недостаток — необходимость отвода значительного количества тепла. Этой проблеме уделяется большое внимание для обеспечения значительной плотности тока накачки. В системе охлаждения используется обычно жидкий азот, так как при более высоких температурах резко увеличивается необходимая для возбуждения мощность накачки. Конструктивно полупроводниковый диод располагается на массивном металлическом хладопроводе, охлаждаемом в ванне с жидким охладителем — азотом, гелием или водородом. При комнатной температуре можно работать лишь с импульсами несколько сот наносекунд и менее.

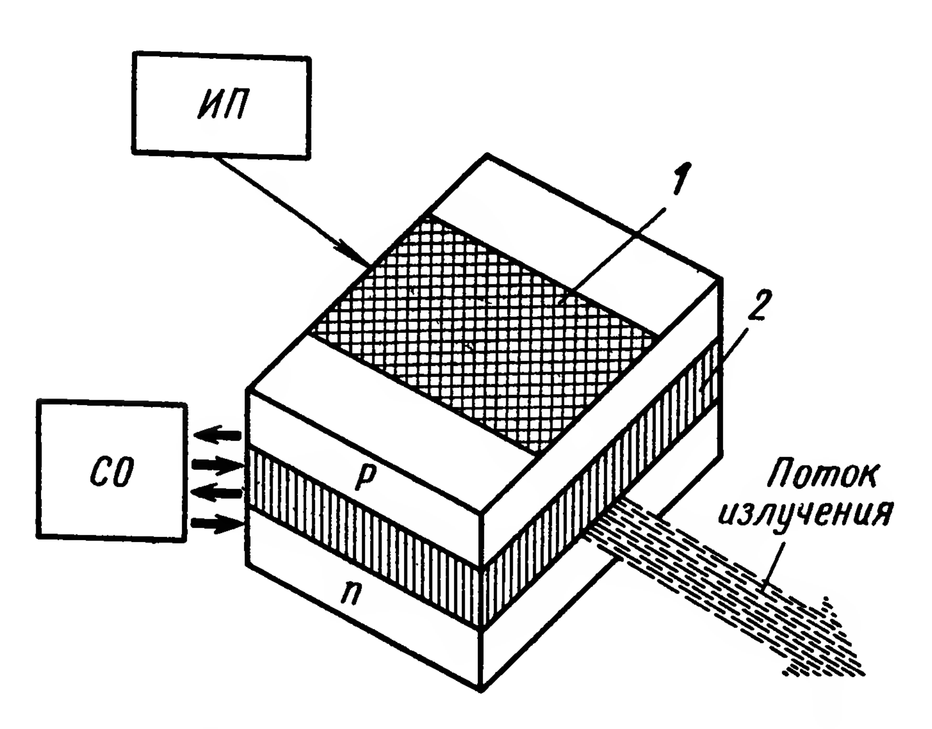


Рис. XI.5. Схема полупроводникового лазера:

ИП — источник питания; *СО* — система охлаждения; *1* — контакт; *2* — активная область

Направленность излучения полупроводниковых лазеров составляет несколько градусов, а мощность излучения в импульсе десятки ватт при средней мощности несколько десятков милливатт. Основными преимуществами полупроводниковых лазеров являются малые размеры, высокий к. п. д., теоретически достигающий 100% [4] и возможность модуляции излучения изменением тока накачки. Для увеличения мощности излучения находят применение «матричные» излучатели, в которых излучение нескольких полупроводниковых диодов ориентируется в одном направлении. На таком «матричном» излучателе из арсенид-галлиевых диодов получена импульсная мощность 1 *квт*.

Жидкостные лазеры. В последнее время ведется усиленная разработка лазеров, в которых в качестве активного вещества используются жидкости с различными примесями. Преимуществом таких лазеров считается простота охлаждения активного вещества за счет его циркуляции между резонатором и теплообменником.

На рис. XI.6 показан жидкостный лазер. Более широкая полоса поглощения и лучшая теплопроводность жидких активных веществ позволяет получить большую частоту повторения импульсов и более высокий к. п. д., чем у лазеров на твердом теле. В настоящее

время жидкостные лазеры не нашли еще широкого применения в ЛИУ и находятся на стадии экспериментальных исследований, однако их разработчики надеются получить жидкостный лазер, который будет успешно конкурировать с твердотельными лазерами.

Модуляция излучения. В передающих устройствах возможна модуляция амплитуды, фазы, плоскости поляризации и частоты. Применяют два метода модуляции: внутренний и внешний. Для внутренней модуляции излучения используются различные способы воздействия в процессе генерации когерентного света в самом лазере. При внешней модуляции воздействию подвергается световое излучение лазера.

В основе внешнего метода модуляции лежат электрооптические эффекты Фарадея, Керра и Поккельса.

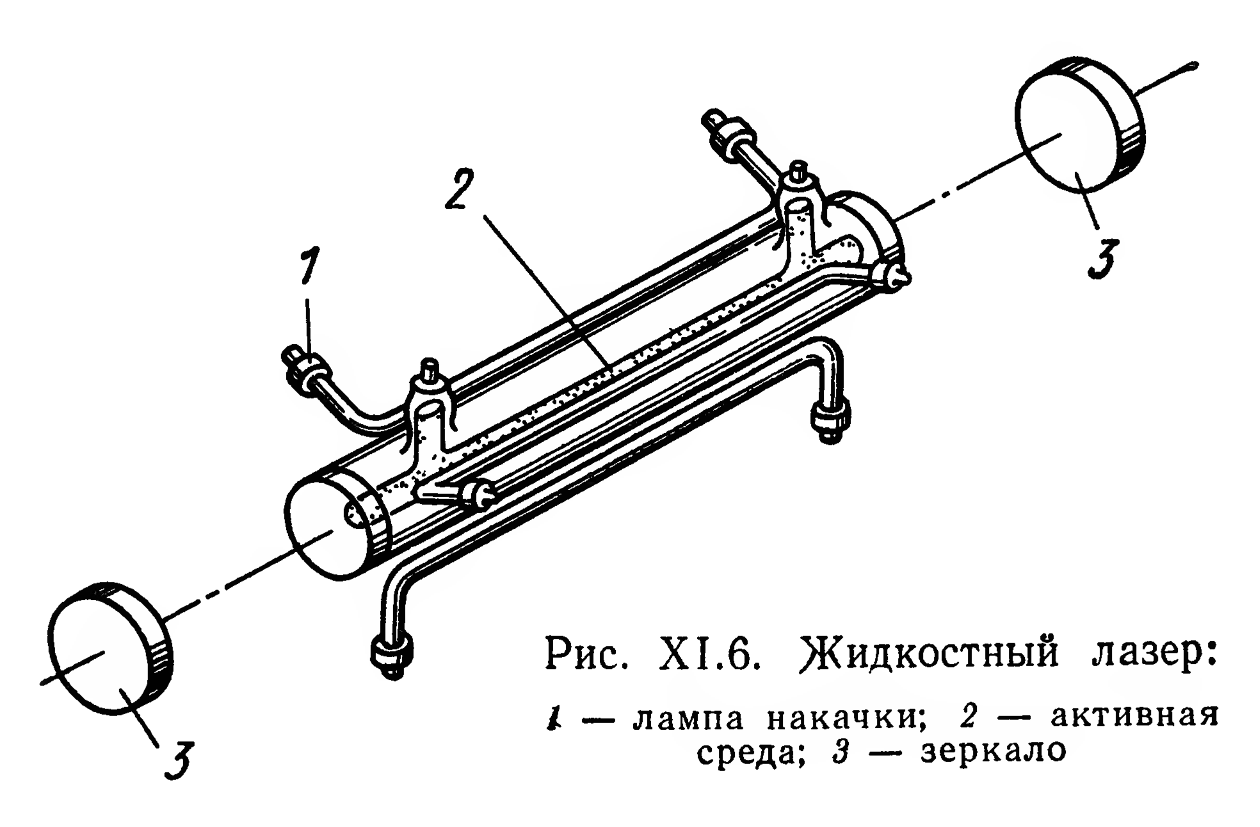


Рис. XI.6. Жидкостный лазер:

1 — лампа накачки; *2* — активная среда; *3* — зеркало

В газовых и полупроводниковых лазерах модуляцию выходного излучения можно осуществить изменением мощности источника накачки.

Наиболее широко используется внутренняя модуляция лазера изменением добротности резонатора (Q-модуляция). Создание устройств, позволяющих осуществить модуляцию добротности, способствовало успешной разработке и применению ЛИУ. Использование режима модуляции добротности позволяет получать мощные импульсы излучения малой длительности. Сущность метода состоит в искусственном понижении добротности резонатора лазера с помощью затвора, устанавливаемого между активной средой и зеркалом. При этом самовозбуждение лазера не происходит и существует возможность продолжать накачку и накапливать гораздо большее число возбужденных атомов. При мгновенном открытии затвора накопленная энергия излучается в виде мощного импульса до сотен мегаватт и длительностью около 10 наносекунд. Для управления добротностью оптического резонатора используются механические затворы, электрооптические переключатели типа ячейки Керра или Поккельса, ультразвуковые затворы, просветляющие жидкости и различные их комбинации.

При использовании механического затвора одно из зеркал резонатора делается вращающимся, и максимальная добротность резонатора получается при параллельном расположении зеркал.

Желательно в качестве зеркала применение призмы с полным внутренним отражением, так как в этом случае не требуется тщательной юстировки. Для электрооптических затворов используются оптические элементы, у которых под действием электрического поля возникает двойное лучепреломление. Электрические затворы обладают большим быстродействием, но требуют значительных управляющих напряжений и вносят затухание в резонатор. Затвор на основе просветляющей жидкости представляет собой сосуд с раствором красителя, который значительно поглощает излучение данной длины волны и помещается между стержнем активного вещества и зеркалом резонатора. Самовозбуждение лазера не наступит до тех пор, пока накачка не достигнет уровня обесцвечивания красителя и уменьшения потерь в резонаторе. С помощью такого метода у лазера на стекле с неодимием были получены импульсы длительностью $4 \cdot 10^{-12}$ *сек*.

Длительность импульса зависит от параметров оптического резонатора и обычно составляет 10^{-7}—10^{-8} *сек*.

Предельная мощность при работе в режиме одиночных импульсов определяется качеством материала активного вещества, малейшие неоднородности которого вызывают локальные потери и разрушение стержня.

Разработаны лазеры, выдерживающие многократное излучение мощностью 10^9 *вт* при длительности 12 *нсек*. Наибольшая мощность и наименьшая длительность импульса получаются при включении добротности электрооптическим затвором.

Примером использования внутренней модуляции лазера является приведенная на рис. XI.7 блок-схема лазерного дальномера. Световой поток излучателя, в качестве которого используется лазер с модуляцией добротности, коллимируется передающей оптической системой и направляется на объект, до которого измеряется дальность. Отраженный от объекта сигнал через приемную оптическую систему поступает на приемник излучения (ФЭУ) и преобразуется в электрический импульс, который усиливается усилителем и подается в блок измерения временных интервалов. В качестве опорного сигнала в блок измерения временных интервалов подается также электрический импульс от опорного ФЭУ, который засвечивается специально отведенной для этого частью светового потока импульса излучения лазера. Величина временно́й задержки отраженного импульса относительно опорного импульса определяет дальность до объекта.

Информация о дальности может отображаться индикатором непосредственно в цифровой форме. Использование модуляции добротности позволяет значительно уменьшить длительность импульса, что способствует увеличению точности измерения дальности.

Большую точность измерения дальности позволяет получить использование фазового метода дальнометрирования при внешней модуляции лазера.

Блок-схема дальномера с использованием внешней модуляции лазера непрерывного излучения приведена на рис. XI.8. В этом случае дальность до объекта определяется неоднозначно, что приводит к необходимости модуляции излучения несколькими частотами и усложнению аппаратуры.

Необходимо отметить, что работа лазера в режиме модулированной добротности приводит к некоторому уменьшению к. п. д., но этот режим энергетически выгоден в ЛИУ в связи с тем, что в отличие от радиодиапазона оптический приемник излучения является счетчиком квантов и уменьшение длительности зондирующего импульса уменьшает среднюю мощность передатчика. При работе в атмосфере в дневное время, когда уровень фона очень высок, концентрация энергии излучения лазера в коротких импульсах, измеряемых наносекундами, способствует подавлению фона, увеличению отношения сигнал/шум и увеличению дальности действия ЛИУ.

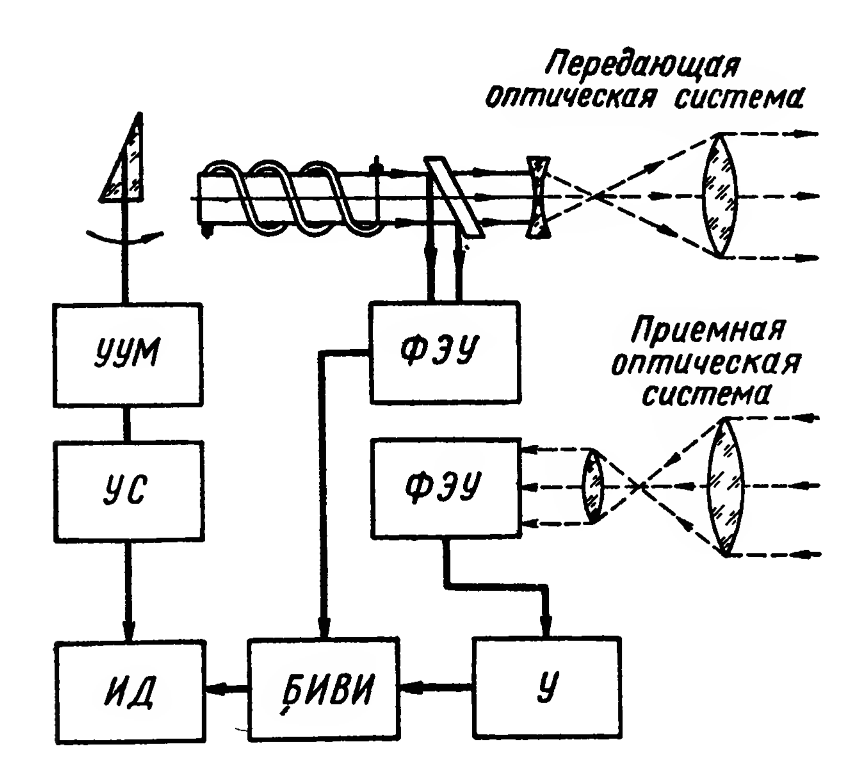


Рис. XI.7. Блок-схема лазерного дальномера с внутренней модуляцией:

УУМ — устройство управления модулятором; *УС* — устройство синхронизации; *ИД* — индикатор дальности; *БИВИ* — блок измерения временных интервалов; *У* — усилитель

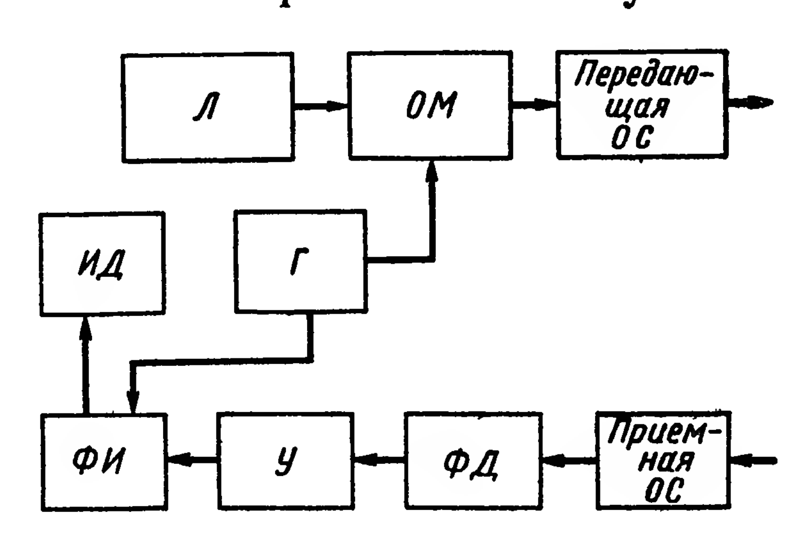


Рис. XI.8. Блок-схема лазерного дальномера с внешней модуляцией:

Л — лазер; *ОМ* — оптический модулятор; *ОС* — передающая оптическая система; *ИД* — индикатор дальности; *Г* — генератор; *ФИ* — фазовый измеритель; *У* — усилитель; *ФД* — фотодетектор

Оптические антенные системы. Большим преимуществом ЛИУ является возможность получения очень узких диаграмм направленности при небольших размерах антенн, что является следствием значительного уменьшения длины волны излучения. Электромагнитное излучение лазера обладает высокой монохроматичностью, когерентно и имеет строгую направленность. Расходимость пучка излучения $2W$ (рис. XI.9) может составлять единицы минут и в отдельных случаях не требуется специальных устройств для формирования диаграммы направленности.

Коллимация излучения с помощью оптики позволяет получить диаграммы направленности, измеряемые единицами секунд. Если

и для приема отраженных сигналов использовать антенну с малой эффективной поверхностью, мощность внутренних шумов ЛИУ может оказаться больше мощности принятого сигнала. Это приводит к тому, что для формирования диаграммы направленности передающей системы и приема сигналов, отраженных от объекта, в ряде случаев целесообразно иметь раздельные антенны. В качестве передающих антенн используются различные оптические системы, из которых наибольшее применение нашли зеркальные телескопические системы и системы, построенные по схеме Галилея (см. рис. XI.9).

Основные характеристики передающих систем. Основной характеристикой передающей системы является требуемая мощность излучения для обеспечения заданной дальности действия ЛИУ.

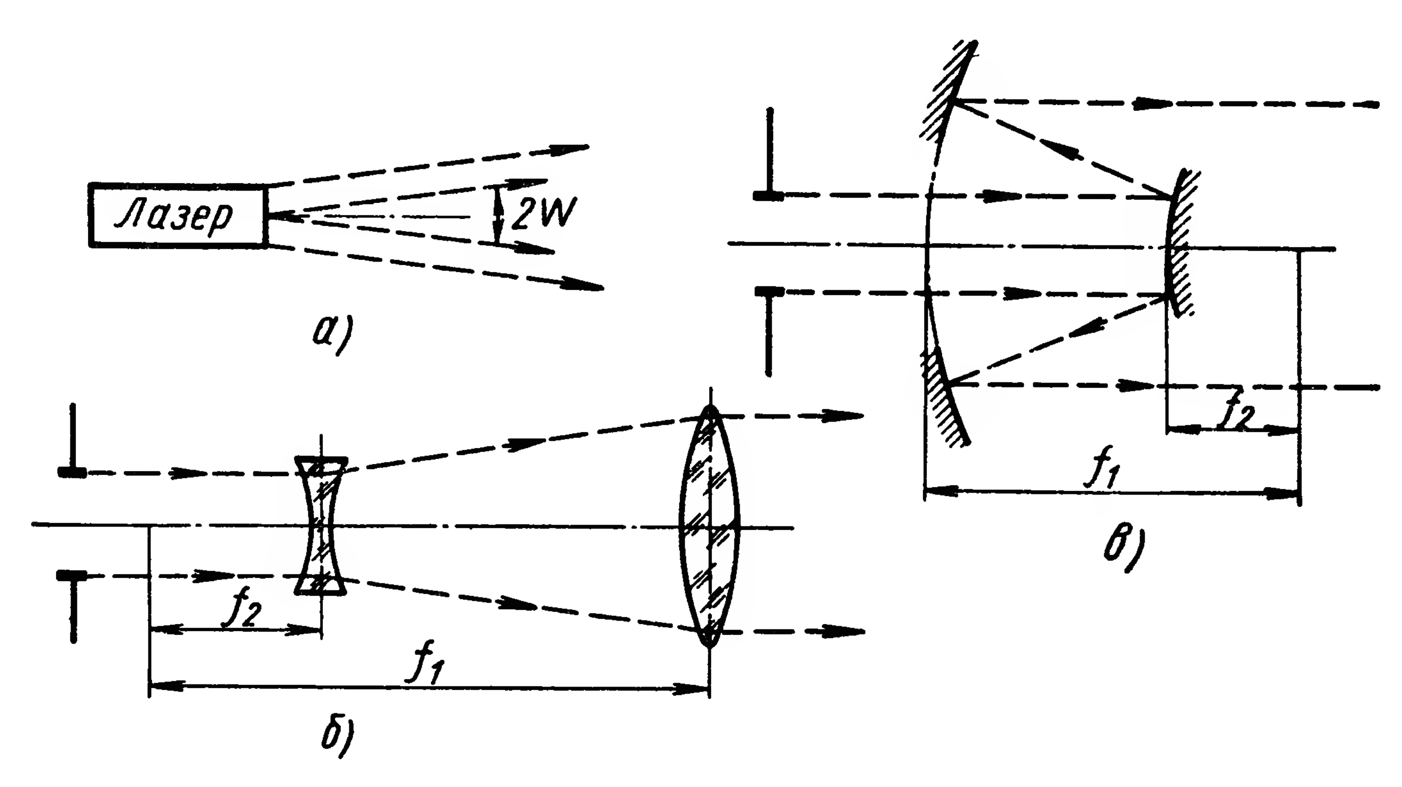


Рис. XI.9.

а — расходимость лучей лазера; *б* — антенная система Галилея; *в* — зеркальная антенная система.

Определяющим фактором при выборе мощности передающего устройства являются условия распространения излучения данной длины волны. Требуемая мощность излучения передающего устройства для обеспечения заданной дальности определяется следующим равенством:

$$P_{пер} = \frac{P_{пр}\pi^2 R^4 \theta^2 \psi}{2\eta_{пр}\eta_{пд} S_{пр}\sigma\rho}\gamma_{атм}, \qquad (XI.1)$$

где $P_{пер}$ — мощность передающего устройства;
R — дальность до объекта;
θ — ширина диаграммы направленности передающего устройства по половинной мощности;
ψ — отношение сигнал/шум;
$P_{пр}$ — предельная чувствительность приемного устройства;
$S_{пр}$ — площадь апертуры приемного устройства;
σ — эффективная отражающая площадь объекта;
ρ — коэффициент отражения;
$\eta_{пр}$ — к. п. д. приемной оптики;

$\eta_{пд}$ — к. п. д. передающей оптики;

$$\gamma_{атм} = e^{2\alpha R},$$

где α — коэффициент ослабления излучения.

Направленность излучения является одной из наиболее важных характеристик. Потенциальная точность измерения угловых координат определяется шириной диаграммы направленности измерительного устройства и отношением сигнал/шум:

$$\sigma = \frac{0{,}628\theta}{\sqrt{2\psi}}, \qquad \text{(XI.2)}$$

где σ — среднеквадратическая ошибка измерения координат;
θ — ширина диаграммы направленности измерителя по половинной мощности;
ψ — отношение сигнал/шум.

Распределение интенсивности излучения по углу характеризуется следующей зависимостью [1]:

$$P(\theta) = P_0 \left[\frac{2I\left(\frac{\pi D}{\lambda}\theta\right)}{\frac{\pi D}{\lambda}\theta} \right]^2, \qquad \text{(XI.3)}$$

где $P(\theta)$ — мощность излучения в направлении θ;
P_0 — максимальная мощность излучателя;
θ — угол от нормали излучателя;
I — функция Бесселя;
λ — длина волны излучателя;
D — диаметр излучателя.

Теоретическая диаграмма направленности показана на рис. XI.10. Угловой раствор главного лепестка диаграммы направленности по уровню половинной мощности при малых углах определяется соотношением

$$\theta = 1{,}22\frac{\lambda}{D}. \qquad \text{(XI.4)}$$

Угловой раствор по нулевым значениям

$$\theta_0 = 2{,}44\frac{\lambda}{D}. \qquad \text{(XI.5)}$$

Однако на практике такую направленность излучения получить не удается вследствие наличия многих поперечных мод резонатора и неоднородности активного вещества. Так, например, для твердотельного лазера на рубине ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности составляет 10′ — 20′, что в несколько раз превышает расчетную.

С помощью оптической системы можно получить очень высокую направленность излучения для обеспечения требуемой дальности действия и высокой разрешающей способности. Однако уменьшение направленности излучения ограничено требованиями, предъявляе-

мыми системой управления для обеспечения устойчивого автосопровождения объекта.

Длина волны излучения во многом определяет основные тактико-технические характеристики ЛИУ.

При выборе длины волны определяющими факторами являются:

1. Условия распространения излучения в сфере (для данной длины волны). Так, например, исследования прозрачности морской воды показали, что излучение красной части спектра значительно поглощается, в то время как излучение в сине-зеленой части спектра распространяется на значительные расстояния.

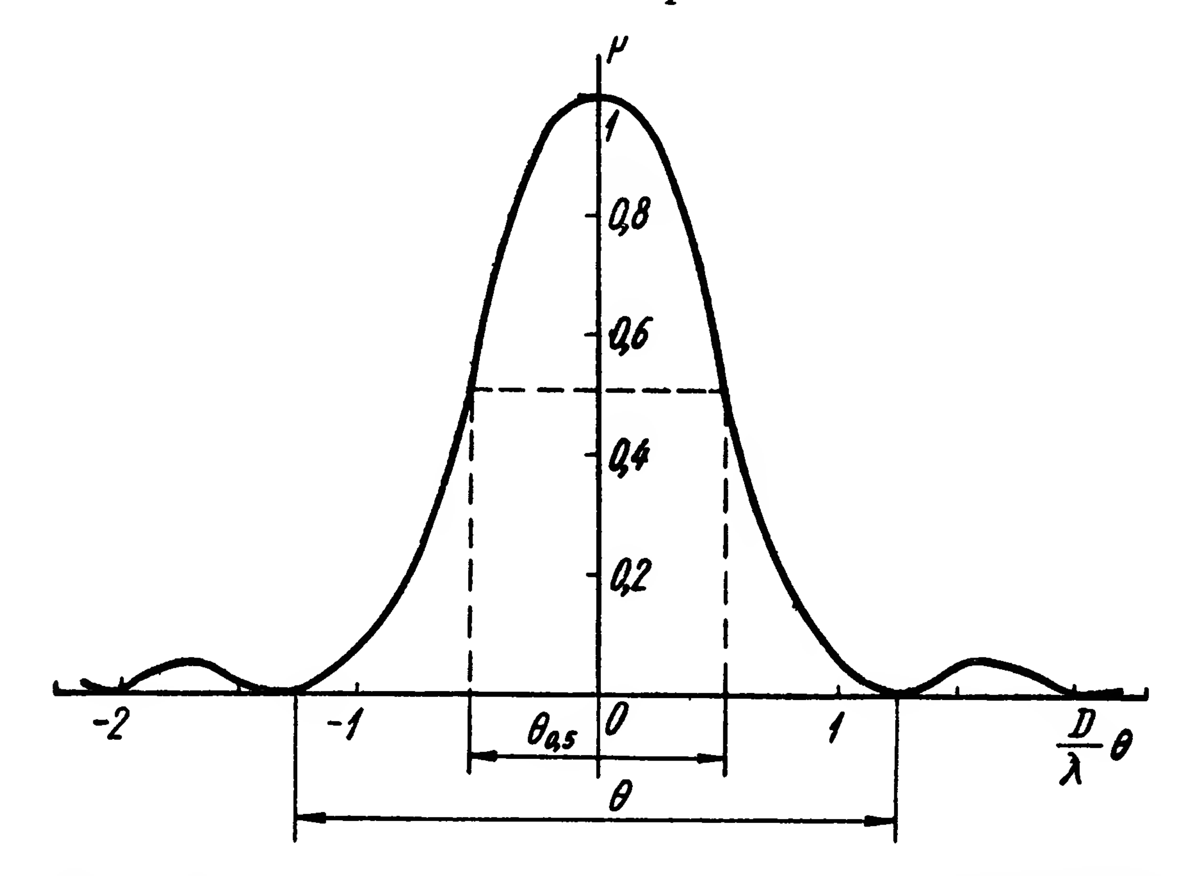


Рис. XI.10. Теоретическая диаграмма направленности излучения лазера

2. Наличие эффективных приемных устройств.

3. Достаточная мощность излучения лазеров.

Частота повторения импульсов. Выбор частоты повторения импульсов передающего устройства определяется заданной точностью сопровождения объекта и ограничениями, накладываемыми системой управления.

Максимальная частота повторения импульсов лазерного передающего устройства ограничивается энергетическими возможностями лазера. При применении эффективной системы охлаждения с замкнутым циклом для лазеров на твердом теле частота повторения импульсов составляет несколько десятков герц. Однако увеличение частоты повторения приводит к увеличению веса и габаритов передающей системы, в особенности системы охлаждения.

3. ПРИЕМНАЯ СИСТЕМА ЛИУ

Приемная система ЛИУ в общем случае осуществляет прием, фильтрацию, преобразование, усиление и детектирование сигнала. В отличие от радиодиапазона основой работы приемной системы является регистрация и счет числа фотонов за время наблюдения,

когда мощность на выходе фотоприемника пропорциональна квадрату мощности излучения на его входе, и сравнение принятого числа фотонов с некоторым пороговым уровнем.

Ограничения, накладываемые на работу приемных систем оптического и радиодиапазонов, также различны. Если для радиодиапазона при обнаружении сигнала основным ограничением является тепловой шум, то в оптическом диапазоне порог обнаружения сигнала определяется квантовыми шумами и уровнем фона. Мощность шума

$$P(\nu) = \frac{h\nu}{\exp\left(\frac{h\nu}{kT}\right) - 1} + h\nu, \qquad \text{(XI.6)}$$

где h — постоянная Планка;

ν — частота;

k — постоянная Больцмана;

T — абсолютная температура.

Первый член выражения (XI. 6) представляет излучение черного тела. В радиодиапазоне он определяется величиной kT.

Второй член определяет квантовые шумы. Последние в оптическом диапазоне почти на 20 *дб* больше тепловых, которые могут не учитываться.

Таким образом, порог обнаружения сигнала в оптическом диапазоне ограничивается квантовыми шумами, мощность которых

$$P = h\nu\Delta f, \qquad \text{(XI.7)}$$

где Δf — полоса пропускания приемной системы.

Квантовой шум определяется природой сигнала и линейно растет с ростом частоты сигнала. Даже при использовании одномодового лазера в фотодетекторе будут возникать случайные всплески эмиссии — дробовой шум. При использовании в качестве предварительного усилителя несущей квантового усилителя к дробовому шуму будет добавляться шум спонтанного излучения. При гетеродинном детектировании добавляется шум за счет дробового эффекта фототока опорного гетеродина. Другим источником шума является внешний фоновой шум, а также шум за счет обратного рассеяния излучения лазера при работе в атмосфере и воде. Фоновой шум в дневное время определяется в основном прямым или отраженным солнечным излучением. Ночью шумы вызваны излучением звезд, солнечным отражением от луны и других планет. Средняя мощность фона

$$P_{ф} = \frac{\pi^2}{16} P(\lambda)\, \theta_{np}^2 D_{np}^2 \Delta\nu, \qquad \text{(XI.8)}$$

где $P(\lambda)$ — суммарная спектральная плотность излучения источников фоновых шумов;

Q_{np} — диаграмма направленности на прием;

D_{np} — диаметр входного отверстия приемной антенны;

$\Delta\nu$ — полоса пропускания приемного оптического фильтра.

Широкополосность излучения фона и высокая монохроматичность лазерного излучения позволяют эффективно подавить фоновое излучение установок низкополосных оптических фильтров на входе приемной системы. В качестве таких фильтров используются интерференционные оптические фильтры с полосой пропускания 10 Å и менее.

Таблица XI.1

Уровень фона различных источников излучения

Источник излучения	Длина волны	
	6943 Å	11500 Å
	Плотность мощности излучения в интервале Å *вт/см²*	
Солнце	$1{,}3 \cdot 10^{-4}$	$5{,}2 \cdot 10^{-5}$
Луна (отраженный солнечный свет)	$1{,}3 \cdot 10^{-10}$	$5{,}2 \cdot 10^{-11}$
Ночное небо (свет звезд)	10^{-13}	$4 \cdot 10^{-14}$
Хороший диффузный отражатель при освещении солнечным светом	$3 \cdot 10^{-5}$ *стер*$^{-1}$	$1{,}2 \cdot 10^{-5}$ *стер*$^{-1}$

Для оценки уровня фона можно пользоваться данными табл. XI. 1. [11]. Для определения мощности, падающей на фотодетектор, значения, выбранные из таблицы, должны быть умножены на эффективную площадь приемной антенны. Табличные данные получены при предположении, что перед детектором установлен фильтр с полосой пропускания 10 Å.

Для уменьшения фона за счет обратного рассеяния в ЛИУ используется стробирование приемной системы по дальности.

Кроме шумов фона и квантовых шумов сигнала, эффективность работы приемной системы зависит от ее собственных внутренних шумов. Внутренние шумы приемной системы определяются:

фотонным шумом сигнала, обусловленным флуктуациями тока фотокатода

$$P_{фл} = \frac{P_c q e^2 \Delta f R_н}{h\nu}; \qquad (XI.9)$$

дробовым шумом из-за флуктуаций темнового тока

$$P_T = 2 i_m e \Delta f R_н; \qquad (XI.10)$$

тепловым шумом последующего усилителя фотоприемника

$$P_н = 4kT\Delta f, \qquad (X.11)$$

где P_c — мощность сигнала;

q — квантовая эффективность фотоприемника;

i_m — темновой ток фотокатода;

$R_н$ — сопротивление нагрузки.

Снижение влияния внутренних шумов может быть достигнуто охлаждением фотодетектора и повышением качества фотокатода.

Приемные системы ЛИУ по методу приема могут быть подразделены на следующие типы:

когерентного детектирования;

прямого, или непосредственного, детектирования сигнала.

Одними из перспективных приемных систем когерентного детектирования являются системы, выполненные по схеме гетеродинного преобразования, где в качестве местного оптического гетеродина используется лазер (рис. XI. 11). При когерентном приеме принятый оптический сигнал частотой f_1 складывается с опорным сигналом гетеродина частотой f_2, причем амплитуда сигнала гетеродина значительно больше входного сигнала или шума.

Суммарный оптический сигнал подается на фотодетектор, где при детектировании амплитуда принятого сигнала и амплитуда сигнала гетеродина перемножаются.

Рис. XI.11. Схема гетеродинного детектирования:

МГ — местный гетеродин; *ФД* — фотодетектор

Метод когерентного приема позволяет достичь предельной чувствительности, которая ограничена лишь квантовым характером излучения лазера.

Отношение сигнал/шум на выходе приемника при когерентном детектировании определяется [11]:

$$\left(\frac{P_c}{P_ш}\right)_{вкд} = \frac{qP_c}{h\nu\Delta f\left[1 + \frac{P_ш}{P_г} + \left(\frac{FkTh\nu}{2RqGe^2}\right)\frac{1}{P_г} + 2q\sum\limits_n P_n\right]},$$

где Δf — шумовая полоса приемника;

P_c — мощность принятого сигнала на фотодетекторе;

q — квантовая эффективность фотодетектора;

$h\nu$ — энергия фотона;

k — постоянная Больцмана;

e — заряд электрона;

$P_ш$ — мощность оптического шума на фотодетекторе;

$P_г$ — часть мощности гетеродина, приходящаяся на полезную спектральную линию сигнала гетеродина;

$\sum\limits_n p_n$ — сумма плотностей спектров оптического шума, отличающихся от частоты гетеродина на частоту фильтра, стоящего перед детектором;

F — коэффициент шума усилителя;

R — эквивалентное шумовое сопротивление усилителя, стоящего после фотокатода;

G — коэффициент усиления между фотокатодом и усилителем.

В случае идеального детектирования, когда мощность гетеродина значительно больше мощности белого шума, и излучение гетеродина монохроматично

$$P_г \gg P_ш;$$

$$P_г \gg \frac{FkTh\nu}{2RGe^2q};$$

$$p_n = 0.$$

Отношение сигнал/шум

$$\left(\frac{P_c}{P_ш}\right)_{вкд} = \frac{qP_c}{h\nu\Delta f}. \qquad \text{(XI.13)}$$

При когерентном детектировании предъявляются очень жесткие требования к качеству оптической системы. Угол расхождения между оптическими лучами сигнала и гетеродина

$$\sin\gamma < \frac{\lambda}{2D_{np}}, \qquad \text{(XI.14)}$$

где λ — длина волны излучения;

D_{np} — апертура приемной антенны.

Для обеспечения высокой стабильности частоты оптического гетеродина, требования к которой очень жестки, необходима автоматическая подстройка разностной частоты опорного сигнала и гетеродина.

Эффективное преобразование сигнала обеспечивается в случае строго одинаковой поляризации принятого и опорного сигналов и их синфазности. Это определяет трудности применения гетеродинного метода в приемных системах ЛИУ. При работе ЛИУ в атмосфере и использовании в передающем устройстве лазеров видимого диапазона волн искажение оптических сигналов настолько велико, что гетеродинное детектирование невозможно. При использовании длинноволновых лазеров (например, лазер на CO_2) и для ЛИУ, работающих в космосе, гетеродинный приемник является лучшим типом приемника.

При когерентном детектировании может быть использовано предварительное усиление несущей с помощью усилителей оптического диапазона, что увеличит чувствительность приемной системы.

Приемные устройства с непосредственным детектированием сигнала наиболее широко применяются в ЛИУ в силу простоты технической реализации. Отношение сигнал/шум на выходе приемного устройства с непосредственным детектированием ограничивается шумами за счет темнового тока фотодетектора и усилительных цепей,

шумами фона, дробовыми и квантовыми шумами за счет сигнала

$$\left(\frac{P_c}{P_ш}\right)_{внд}=\frac{\left(\frac{qe}{h\nu}\right)^2 P_{cp}^2}{\Delta f\left[4kT+\frac{2qe^2}{h\nu}(P_{cp}+P_{ф}+P_T)\right]}, \qquad (XI.15)$$

где P_{cp} — средняя мощность сигнала на фотокатоде;

$P_{ф}$ — средняя мощность фонового шума;

P_T — дробовой шум темнового тока.

В большинстве случаев величина сигнала на выходе значительно больше тепловых шумов последующих каскадов и ими можно пренебречь. За счет оптической фильтрации сигнала влияние фона может быть резко уменьшено. Значение темнового тока даже худших образцов фотодетекторов очень мало и шумами фонового тока можно также пренебречь, тогда

$$\left(\frac{P_c}{P_ш}\right)_{внд}=\frac{qP_{cp}}{2h\nu\Delta f}. \qquad (XI.16)$$

Из выражений (XI. 13) и (XI. 16) следует, что предельная чувствительность приемной системы для когерентного детектирования

$$P_{пр.\,к.\,д}=\frac{h\nu\Delta f}{q} \qquad (XI.17)$$

при непосредственном детектировании

$$P_{пр.\,н.\,д}=\frac{2h\nu\Delta f}{q}. \qquad (XI.18)$$

В случае приема с предварительным усилением несущей предельная чувствительность

$$P_{пр}\approx h\nu\Delta f. \qquad (XI.19)$$

Таким образом, предельная чувствительность всех типов приемников ЛИУ ограничена квантовыми шумами, которые принципиально неустранимы и не зависят от способа обработки сигнала.

При работе в видимой и ближней ИК областях спектра, наиболее широко применяется прием с непосредственным детектированием сигнала. В диапазоне более низких частот достижение предела, ограниченного квантовыми шумами при прямом детектировании реализуется значительно труднее и, по мнению специалистов, в ИК-диапазоне наиболее широкое применение найдет когерентное детектирование.

В любом случае превращение оптического излучения в электрический сигнал производится с помощью фотодетектора. Фотодетекторы по принципу работы подразделяются на детекторы с внутренним и внешним фотоэффектом.

Параметры и характеристики различных фотодетекторов приведены в работах [6, 8].

Для реализации высокой разрешающей способности по дальности ЛИУ основным требованием к фотодетектору является быстродействие. В связи с тем, что фотодетекторы селективны, эффектив-

ность работы ЛИУ во многом зависит от того, насколько спектральная характеристика фотодетектора соответствует спектру излучения лазера.

В настоящее время широкое применение в приемных системах ЛИУ находят фотоэлектронные умножители (ФЭУ) и фотодиоды на основе твердого тела. В видимой области спектра излучения применение ФЭУ предпочтительнее, так как они малоинерционны, а уровень выходного сигнала достаточен и не требует последующего усилителя, что позволяет избежать дополнительных шумов при усилении. В ИК-области спектра чувствительность ФЭУ резко падает и применяют устройства с внутренним фотоэффектом (охлаждаемые фотодиоды).

Приемная оптическая система. Приемная оптическая система осуществляет прием отраженного светового сигнала, его фокусировку и передачу на фотодетектор. Находят применение как линзовые, так и отражательные оптические системы, чаще используется их комбинация. При выборе оптической приемной системы стремятся увеличить ее входную апертуру для приема возможно большей энергии отраженного светового сигнала, что ограничено трудностями изготовления оптических систем. Выбор ширины диаграммы направленности определяется целевым назначением ЛИУ и во многом зависит от принятого метода углового сопровождения. Эффективность работы всего приемного устройства во многом определяется выбранной оптической системой и ее согласованием с фотодетектором. Величина и форма чувствительной поверхности фотодетектора должны быть согласованы с величиной элементарного угла зрения системы. Для этой цели часто используется волоконная оптика (световоды).

Разрешающая способность идеальной оптической системы определяется диффракционным пределом следующим образом:

$$d = 1{,}22\frac{F\lambda}{D}, \qquad (XI.20)$$

где d — предельный диаметр изображения;
λ — длина волны;
F — эффективное фокусное расстояние оптической системы;
D — апертура оптической системы.

Методы сопровождения по угловым координатам. Метод сопровождения объекта по угловым координатам во многом определяет построение приемной системы и системы управления ЛИУ.

Выбор метода сопровождения определяется рядом факторов, из которых основными можно считать: степень подвижности объекта, требуемую точность сопровождения, тип передатчика ЛИУ, условия распространения излучения.

При возможности использования в передающей системе лазера с непрерывным излучением или работающего с большой частотой повторения вопрос метода сопровождения объекта по угловым координатам не вызывает затруднений и может быть использован полу-

чивший широкое распространение в радиолокации метод равносигнальной зоны. При этом может быть использовано сканирование приемно-передающего луча как с помощью механических, так и электрооптических устройств.

Наибольшее распространение при таком методе получили диссекторы, основным достоинством которых является одновременное преобразование световой энергии излучения в электрический сигнал и определение угловых координат объекта. Однако максимальная мощность газовых и полупроводниковых лазеров, работающих в непрерывном режиме и с большой частотой повторения, имеет порядок сотен милливатт в непрерывном режиме и несколько киловатт в импульсном режиме. При этом определение пространственных координат объекта на больших дальностях, с учетом влияния атмосферы, возможно только при постановке на объект ретрорефлекторов. Ретрорефлектор, или уголковый отражатель, представляет собой трехгранную прямоугольную пирамиду с отражающими плоскостями, обращенными внутрь пирамиды, которая обладает свойством отражать в сторону источника падающее на нее излучение, независимо от своей ориентации.

При этом мощность передатчика

$$P_{пер}=\frac{P_{пр}\pi^2\theta^2\theta_1^2R^4\psi}{16\eta S_{пр}S_{уг}\rho_{уг}}e^{2\alpha R}, \quad (XI.21)$$

где $P_{пр}$ — предельная чувствительность приемной системы;
$S_{уг}$ — площадь уголкового отражателя;
$\rho_{уг}$ — коэффициент отражения уголкового отражателя;
$S_{пр}$ — площадь приемной оптики;
η — к. п. д. приемо-передающей оптики;
θ — угловая расходимость передающего луча;
θ_1 — угловая расходимость отраженного луча;
α — коэффициент ослабления излучения;
R — дальность до объекта.

Расчеты показывают [10], что в условиях дневного освещения при чистой атмосфере можно получить достаточный сигнал при дальности 30 *км* от уголкового отражателя площадью 10 *см*^{2} при использовании гелий-неонового лазера мощностью 100 *мвт* — с расходимостью луча 1,5 *мрад*.

Примером использования диссектора может служить оптический локатор «Сильвания» [12], предназначенный для автоматического сопровождения объектов с установленным на них ретрорефлектором. Блок-схема системы показана на рис. XI.12. Источником излучения служит гелий-неоновый лазер $\lambda = 0{,}6328$ *мкм* мощностью 10 *мвт*. Излучение лазера модулируется электрооптическим модулятором, формируется коллиматором и с помощью вынесенных зеркал *А* и *В* направляется на следящее зеркало для подсвета объекта.

Отраженный от ретрорефлектора сигнал возвращается на приемное зеркало и с помощью параболического зеркала фокусируется

на ФЭУ дальности и диссектор, предварительно пройдя оптический фильтр с полосой пропускания 10 Å.

Диссектор представляет собой ФЭУ с электронным сканированием розеточного типа. Форма сигнала развертки, а также выходной сигнал диссектора показаны на рис. XI.13.

Диссектор вырабатывает сигналы ошибки для следящих приводов системы управления при фиксации отраженного сигнала в плоскости изображения приемной оптики.

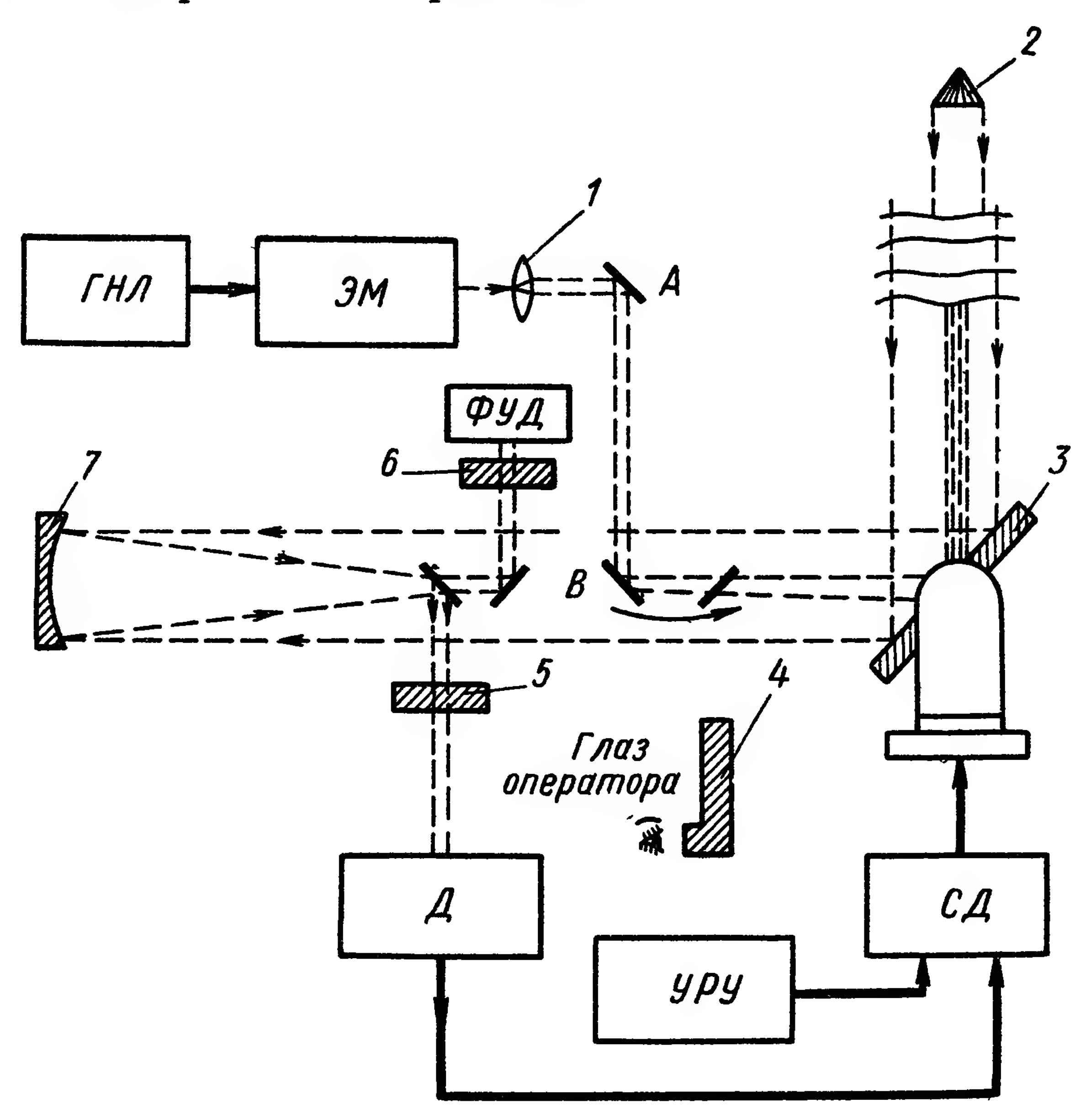


Рис. XI.12. Блок-схема системы точного автосопровождения с лазером непрерывного излучения:

ГНЛ — гелий-неоновый лазер; *ЭМ* — электрооптический модулятор; *ФУД* — фотоумножитель дальности; *СД* — серводвигатель; *УРУ* — устройство ручного управления; *Д* — диссектор; *1* — коллиматор; *2* — ретрорефлектор объекта; *3* — следящее зеркало; *4* — перископ; *5* и *6* — фильтры с полосой 10 Å; *7* — параболическое собирающее зеркало

При прохождении развертки через изображение объекта на выходе формируется импульс. Если изображение находится в центре развертки, последовательность импульсов симметрична. При отклонении изображения от центра последовательность импульсов несимметрична и вырабатывается сигнал углового рассогласования. Первоначальный выбор и «захват» объекта осуществляется оператором, который с помощью широкоугольного перископа осуществляет ручное наведение следящего плоского зеркала.

Для измерения дальности излучение лазера модулируется по синусоидальному закону электрооптическим модулятором. Сдвиг фазы излученного и принятого сигналов определяет дальность до

объекта. Система осуществляла слежение за самолетом с отражателем до дальности 15 *км* со среднеквадратической ошибкой ±25 *мкрад* при угловой скорости 2 *град/сек*. При слежении за объектами, имеющими угловое ускорение 0,6 1/*сек*^{2} со специальным отражающим покрытием ошибка сопровождения около 0,1 *мрад*. Точность измерения дальности не приводится, указано только, что измерение дальности осуществляется с точностью на 2 порядка лучшей, чем в существующих радиолокационных измерителях.

Для эффективной работы ЛИУ в условиях сильных фоновых шумов и значительного затухания излучения в атмосфере необходимо применение в передающих системах лазеров с большой мощностью в импульсе при малой расходимости луча. При этом малая частота повторения (единицы герц) мощных лазеров осложняет задачу сопровождения целей по угловым координатам. Увеличение частоты повторения возможно при работе нескольких лазеров с выходом излучения в одном направлении. При этом, естественно, увеличение числа лазеров приводит к росту весов и габаритов источников питания и системы охлаждения. При проектировании ЛИУ, предназначенного для работы по малоподвижным объектам может быть использован метод дискретного сопровождения с применением квадрантного фотоприемника, определяющего только направление рассогласования и дискретной системы управления.

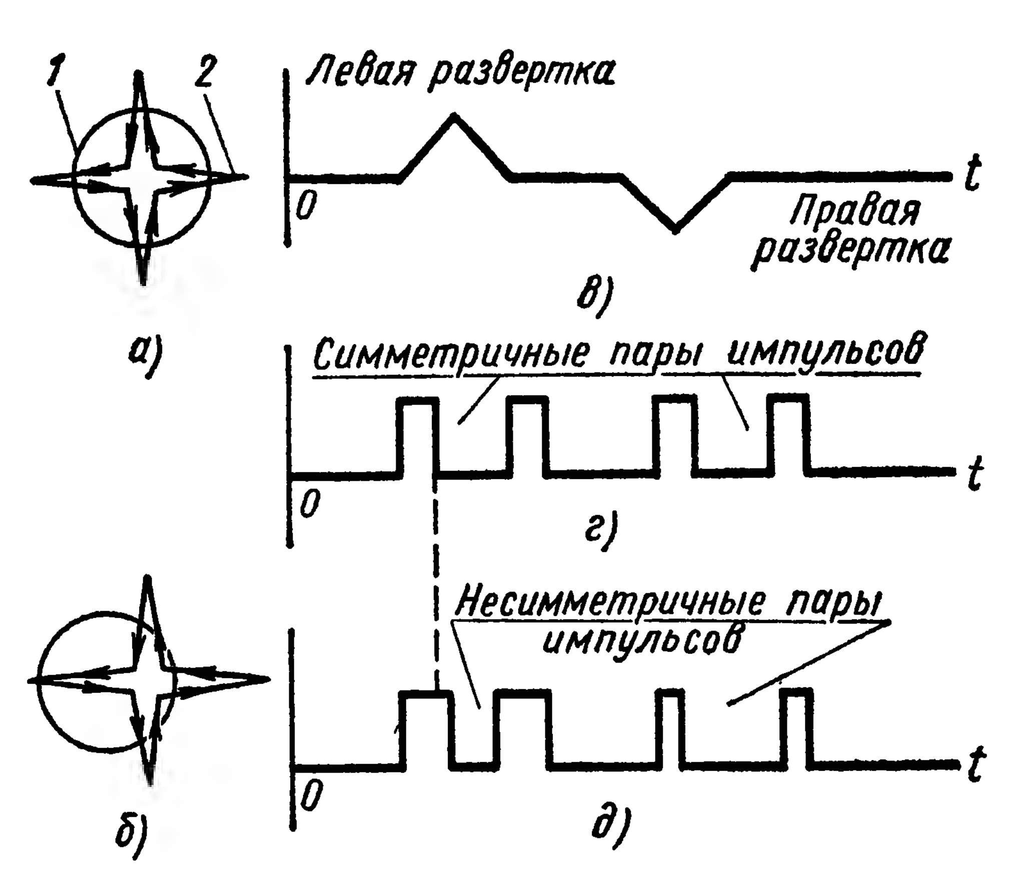


Рис. XI.13. Формы сигнала развертки и выходного сигнала в диссекторе:

а — при отсутствии ошибки; *1* — изображение; *2* — развертка изображения; *б* — при наличии ошибки; *в* — форма сигнала развертки; *г* — сигнал на выходе при отсутствии ошибки; *д* — сигнал на выходе при наличии ошибки

Точность такого метода зависит от величины выбранного дискрета системы управления. Определение величины рассогласования, с учетом специфики работы ЛИУ, является сложной технической задачей.

Большие возможности открываются при использовании приемных систем с детектором матричного типа. При этом сигнал принимается группой детекторов, образующих плоскую приемную матрицу. Положение принятого сигнала соответствует пространственному расположению объекта. Плоская решетка, состоящая из большого количества детекторов, располагается в фокальной плоскости приемной оптической системы. Число детекторов зависит от ширины

приемной диаграммы и требуемой точности разрешения объекта. С выходов детекторов сигналы поступают на усилители.

Использование последних достижений микроэлектроники позволяет выполнить их в малом объеме и приблизить непосредственно к детекторам для успешного выделения сигнала на фоне внутренних шумов. Для обработки сигнала и определения координат может быть использовано цифровое вычислительное устройство.

4. СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ЛИУ

Первые лазерные измерительные устройства были предназначены для определения дальности до неподвижных или малоподвижных объектов и их наведение осуществлялось вручную с помощью оптического визирного устройства. Для определения координат подвижных объектов ЛИУ должно иметь систему управления, задачей которой является непрерывное совмещение оптических осей приемной и передающей систем с направлением на объект, с целью получения информации об изменении его координат. Таким образом, задачи систем управления аналогичны задачам систем автоматического сопровождения радиодиапазона. Однако обеспечение обнаружения и устойчивого автоматического сопровождения объектов представляет наиболее трудную задачу при создании ЛИУ, что объясняется спецификой работы. Стремление к увеличению дальности действия лазерных локаторов в наземных условиях вынуждает использовать передающие системы с малой расходимостью лазерного луча и малой частотой повторения. Малая частота повторения практически исключает возможность обзора в большом секторе, что приводит к тому, что основное преимущество — узкий луч обращается в один из недостатков при работе в режиме обзора.

Задача обнаружения, если позволяют условия распространения, как например в космосе, может быть решена временным увеличением расходимости луча. Для этого в оптическую систему вводятся элементы для изменения расходимости луча. При работе в условиях земной атмосферы, если не прибегать к визуальным наблюдениям, обнаружение с помощью только лазерной системы осуществлять затруднительно.

При рассмотрении вопроса автосопровождения целей следует учитывать, что лазерный локатор имеет гораздо более узкую линейную зону пеленгационной характеристики, а это способствует срыву слежения под действием шумов.

Для успешного осуществления автосопровождения точность наведения луча на объект должна по крайней мере на порядок превышать ширину луча.

Необходимость обеспечения высокой динамической точности наведения лазерного луча при больших скоростях линии визирования объекта вызывает определенные трудности при реализации устройства управления. Прежде всего, применение электромеханических следящих систем, используемых в радиодиапазоне, может

быть недопустимо из-за их относительно низкой статической и динамической точности, которая может быть соизмерима с шириной диаграммы направленности. В связи с этим необходимо рассмотреть специальные оптические устройства для управления пространственным положением луча.

Устройства управления пространственным положением луча лазера. Появление лазеров и их использование в ЛИУ привело к развитию устройств управления лучом, которые бы сочетали высокую точность и быстродействие. Управление лучом может осуществиться с помощью оптических, электромеханических (пьезоэлектрических), электрооптических и акустических преобразователей. В качестве оптических преобразователей находят применение оптические клиновые компенсаторы, плоскопараллельная пластинка и другие оптические элементы.

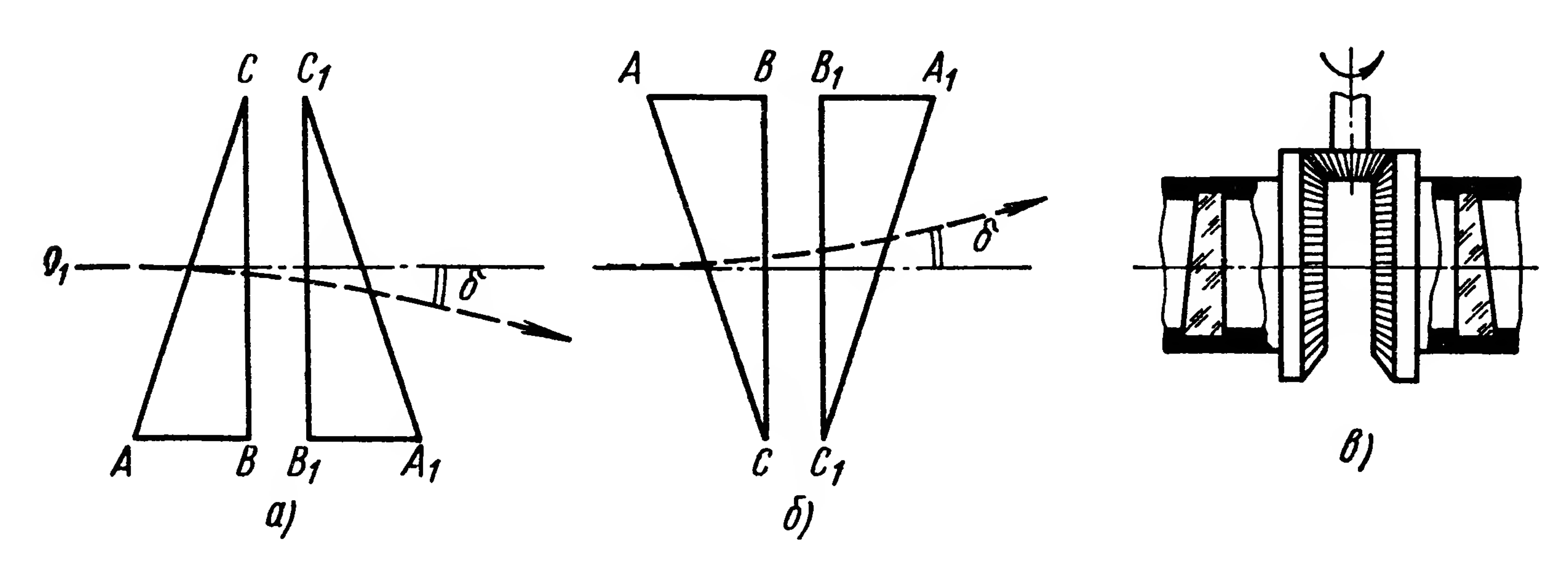


Рис. XI.14. Двухклиновой компенсатор:

а и *б* — прохождение луча при различных положениях клиньев; *в* — конструктивное выполнение

Оптический двухклиновый компенсатор или двойная призма Рошона-Гершеля [7] представляет собой систему из двух вращающихся одинаковых призм (рис. XI.14), у которых грани BC и B_1C_1 параллельны. Ось вращения O_1O_2 перпендикулярна параллельным граням. Когда отверстия преломляющих углов C и C_1 обращены в одну сторону, выходящий луч отклоняется на угол δ (рис. XI.14, *а*). Когда отверстия преломляющих углов C и C_1 направлены в противоположную сторону, угол отклонения луча δ имеет то же абсолютное значение, но другой знак (рис. XI.14, *б*).

В промежуточных положениях призм угол отклонения луча изменяется в пределах от $+\delta$ до $-\delta$. Если при вращении призм плоскости их главных сечений образуют с некоторой начальной плоскостью равные углы противоположных знаков, то падающий и преломленный лучи остаются в одной плоскости.

Конструктивно двухклиновой компенсатор (рис. XI.14, *в*) состоит из двух клиньев, заключенных в оправу и приводимых во вращение таким образом, что клинья все время поворачиваются на равные углы противоположного знака. При этом луч, проходящий через клинья, будет отклоняться на угол δ в горизонтальной или вертикальной плоскости в зависимости от первоначального

положения вершин клиньев. Зависимость угла отклонения луча от угла поворота клиньев определяется как

$$\delta = 2\Delta (n - 1) \sin \alpha, \qquad (XI.22)$$

где δ — угол отклонения луча;
α — угол поворота клиньев;
Δ — угол при вершине клина;
n — показатель преломления материала.

Таким образом, применение оптических клиновых компенсаторов позволяет получить оптический редуктор с передаточным отношением

$$i_{опт} = \frac{\Delta\alpha}{\Delta\delta} = \frac{1}{2\Delta (n-1) \cos \alpha} \qquad (XI.23)$$

и уменьшить люфты и нелинейности привода по выходу луча в $i_{опт}$ раз.

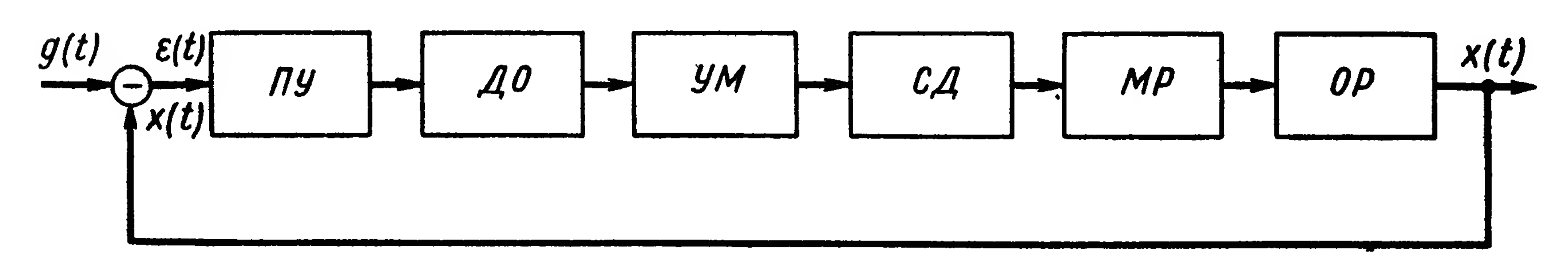


Рис. XI.15. Блок-схема системы управления лучом лазера с применением оптического редуктора:

ПУ — приемное устройство; *ДО* — детектор ошибки; *УМ* — усилитель мощности; *СД* — серводвигатель; *МР* — механический редуктор; *ОР* — оптический редуктор

Структурная схема для одной координаты системы управления лучом лазера с применением оптического редуктора приведена на рис. XI.15.

Передаточная функция системы в разомкнутом состоянии

$$W(s) = \frac{W_1 W_2(s) W_3(s) W_4(s)}{i i_{опт}} = \frac{k}{s(1 + sT_y)(1 + sT_д)}, \qquad (XI.24)$$

где $W_1(s) = k_1$ — передаточная функция приемного устройства;

$W_2(s) = k_2$ — передаточная функция детектора ошибки;

$W_3(s) = \frac{k_y}{1 + sT_y}$ — передаточная функция усилителя мощности;

$W_4(s) = \frac{k_д}{s(1 + sT_д)}$ — передаточная функция приводного электродвигателя;

i — передаточное число механического редуктора;

$i_{опт}$ — передаточное число оптического редуктора

$$k = \frac{k_1 k_2 k_y k_д}{i i_{опт}}.$$

Для управления лучом лазера в качестве электромеханического преобразователя может быть использовано зеркало, управляемое пьезоэлектрическим устройством. Наиболее пригодным для этого является пьезопреобразователь в виде биморфного элемента. Он представляет собой две пластины из пьезокерамики (например, типа ЦТС-19), которые соединены так, что электростатическая поляризация вызывает в каждой из пластин продольные деформации разных знаков, приводящие к изгибу биморфного элемента. Изгиб элемента вызывает поворот укрепленного на нем зеркала (рис. XI.16). При такой конструкции биморфный элемент является исполнительным элементом системы управления пространственным положением луча. Быстродействие такого исполнительного элемента определяется резонансной частотой и зависит от размеров зеркала и конструкции.

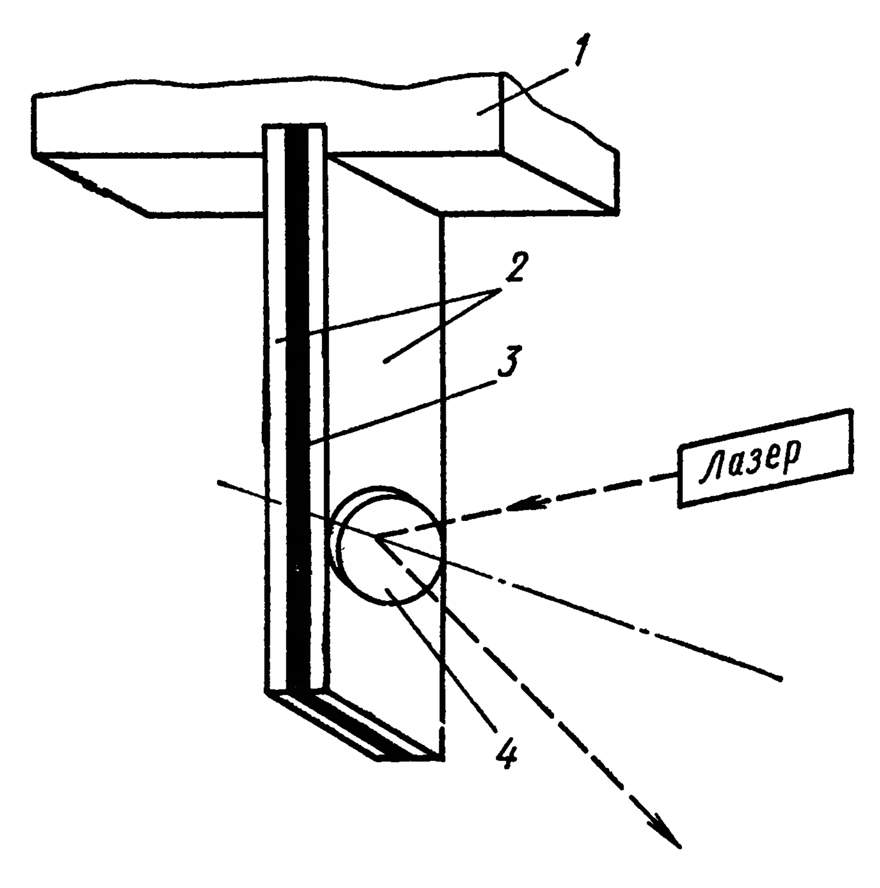


Рис. XI.16. Устройство электромеханического преобразователя:

1 — узел соединительной конструкции; *2* — пластины из пьезокерамики; *3* — склейка; *4* — зеркало

Структурная схема системы управления луча лазера с применением пьезокерамического преобразователя в качестве исполнительного элемента приведена на рис. XI.17.

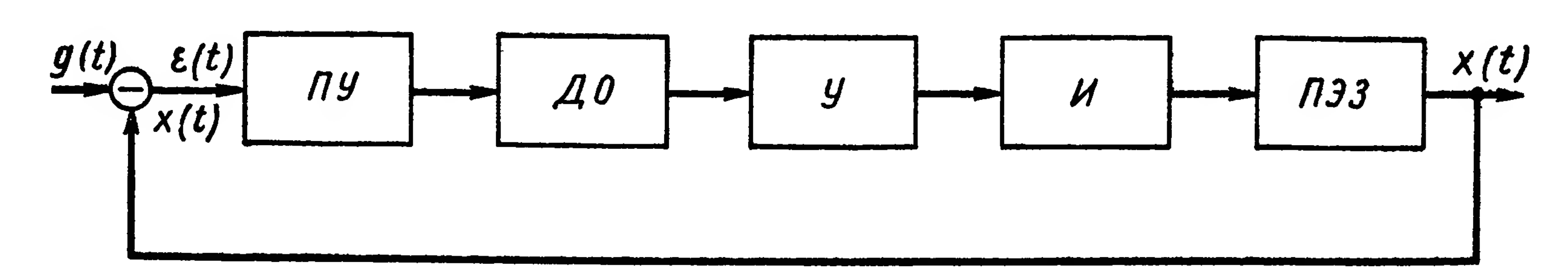


Рис. XI.17. Блок-схема системы управления лучом лазера с применением пьезокерамического преобразователя:

ПУ — приемное устройство; *ДО* — детектор ошибки; *У* — усилитель; *И* — интегратор; *ПЭЗ* — пьезоэлемент с зеркалом

Передаточная функция системы в разомкнутом состоянии

$$W(s) = W_1(s)\,W_2(s)\,W_3(s)\,W_4(s)\,W_5(s) = \frac{k(T_2 s + 1)}{(T_1 s + 1)(T_0^2 s^2 + 2\xi_0 T_0 s + 1)}, \qquad \text{(XI.25)}$$

где $W_1(s) = k_1$ — передаточная функция приемного устройства;

$W_2(s) = k_2$ — передаточная функция детектора ошибки;

$W_3(s) = k_y$ — передаточная функция усилителя;

$W_4(s) = \frac{T_2 s + 1}{T_1 s + 1}$ — передаточная функция интегратора;

$W_5 = \frac{k_n}{T_0^2 s^2 + 2\xi_0 T_0 s + 1}$ — передаточная функция пьезоэлемента; $k = k_1 k_2 k_y k_n$,

k_n — пьезоэлектромеханический коэффициент пьезоэлектрического преобразователя;

T_0 — электромеханическая постоянная времени;

ξ_0 — коэффициент демпфирования;

T_1 и T_2 — постоянные времени корректирующих элементов интегратора.

Акустический преобразователь. Принцип действия акустического преобразователя состоит в изменении показателя преломления, вызванного акустической волной.

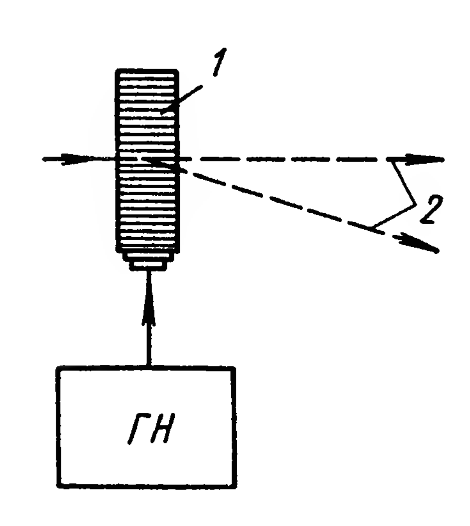


Рис. XI.18. Акустический преобразователь:

1 — преобразователь; 2 — положения луча; ГН — генератор напряжения

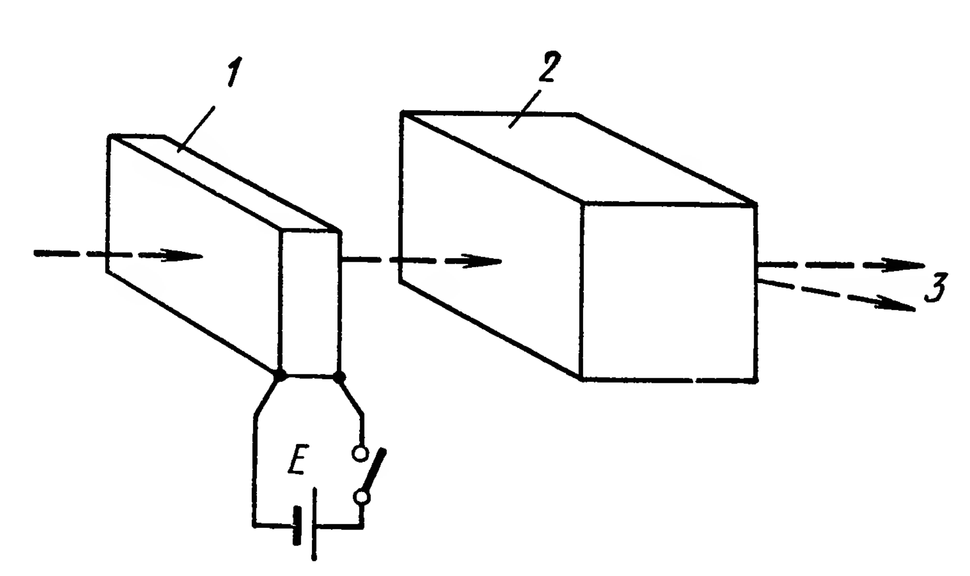


Рис. XI.19. Электрооптический преобразователь:

1 — поляризационный модулятор; 2 — двоякопреломляющий дискриминатор; 3 — положения луча

Механические колебания от приложенного электрического напряжения передаются в оптически прозрачную среду и создают изменение ее плотности (рис. XI.18). Изменение плотности вызывает изменение показателя преломления среды. При изменении показателя преломления среды пространственно когерентный световой луч будет отклоняться.

С помощью такого устройства получено максимальное отклонение 24 угловых минуты при управляющей мощности 700 *вт.*

Электрооптические преобразователи. В основе работы электрооптических преобразователей лежит двойное лучепреломление (рис. XI.19).

В модуляторе поляризации луча происходит изменение направления поляризации светового луча, а в дискриминаторе изменение поляризации преобразуется в угловое смещение луча. На этом принципе построены устройства дискретного отклонения луча, в котором вид поляризации задается переключателем, а луч на

выходе дискриминатора занимает одно из двух возможных положений, соответствующих обыкновенному и необыкновенному лучам. При прохождении лучом лазера n устройств такого типа на выходе можно получить 2^n дискретных положений луча.

Непосредственное воздействие электрического поля на направление светового пучка позволяет исключить инерционность, которая ограничивает частотную характеристику электромеханических устройств и устройство отличается очень высоким быстродействием, но требует для своей работы высоких коммутирующих напряжений и угол отклонения луча измеряется секундами.

Все рассмотренные выше методы управления лучом могут применяться в широком диапазоне оптических волн, однако ни один из них не удовлетворяет полностью тем требованиям, которые предъявляются к системам точного наведения лазерного луча. Непрерывное развитие методов и устройств оптического отклонения позволяет надеяться в недалеком будущем как на совершенствование существующих методов, так и на появление новых более совершенных методов.

Большинство отражающих и преломляющих элементов рассмотренных выше устройств обладают нелинейностью и их характеристики зависят от температурных условий. Требование точного выдерживания функциональной зависимости угла отклонения от величины приложенного управляющего воздействия приводит к необходимости в ряде случаев использовать прецизионные датчики положения луча с включением их в общий контур системы автоматического наведения луча. Для определения пространственного положения луча используются оптические расщепители, при прохождении которых небольшая часть отклоненного луча заводится на прецизионный датчик. В качестве датчика может быть использован, например, диссектор.

Наибольшей точности наведения можно достичь при использовании двоякопреломляющих переключателей дискретного типа, которые характеризуются прямой функциональной связью угла отклонения и приложенного управляющего напряжения и высокой стабильностью характеристики. Однако для получения достаточной величины отклонения при требуемом разрешении требуется большое число переключателей, что приводит к большим световым потерям.

При сопровождении оптическим локатором объектов, имеющих высокие угловые скорости, получение высоких динамических точностей затруднено при применении сервосистем обычного типа.

Потенциально высокие точности могут быть получены при выполнении систем автосопровождения с астатизмом высокого порядка. Существующие системы автосопровождения радиодиапазона выполняются, как правило, с астатизмом первого порядка, так как повышение астатизма системы сопряжено с определенными техническими трудностями и ухудшением устойчивости систем.

Для обеспечения прецизионного сопровождения объектов лазерным лучом заслуживает внимания применение двухконтурных систем [10, 18]. При этом основная (грубая) система представляет собой управляемую платформу с размещенной на ней приемно-передающей аппаратурой, на которой смонтирована корректирую-

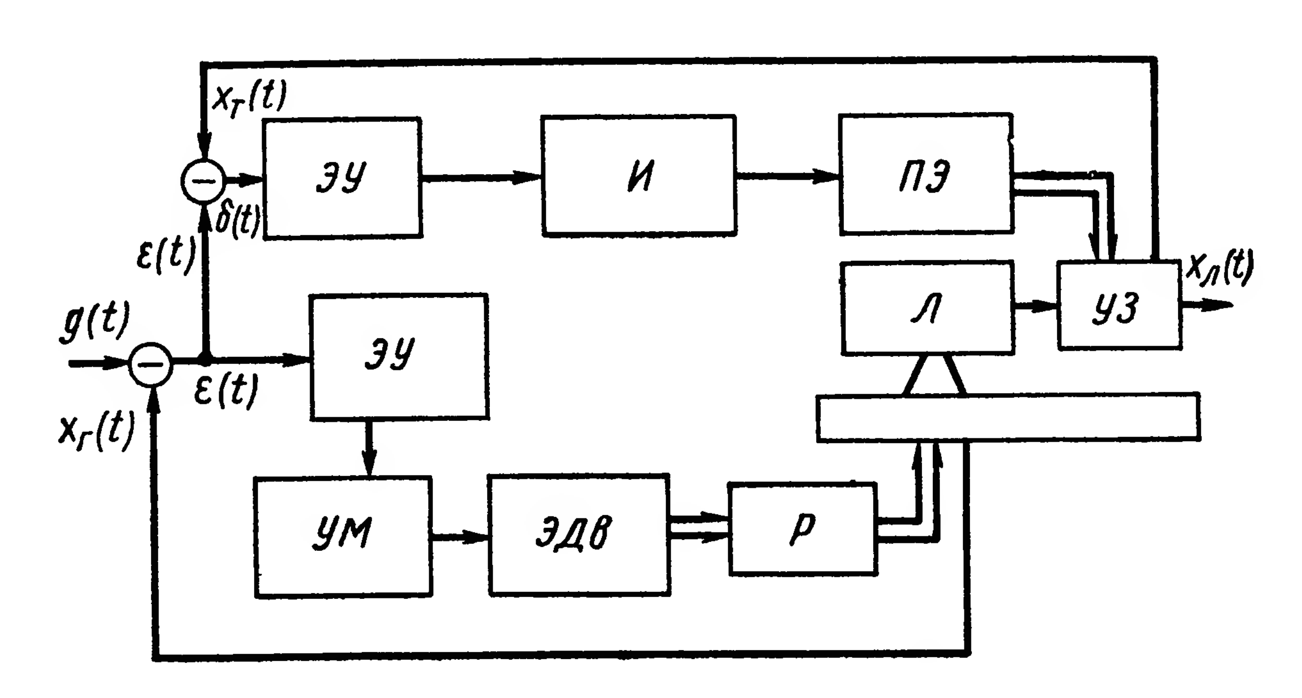


Рис. XI.20. Блок-схема двухконтурной системы управления лучом лазера:

ЭУ — электронный усилитель; *И* — интегратор; *ПЭ* — пьезоэлемент; *Л* — лазер; *УЗ* — управляемое зеркало; *УМ* — усилитель мощности; *ЭДв* — электродвигатель; *Р* — редуктор.

щая (точная) система, через устройство управления которой проходит луч лазера. В качестве устройства управления точной системы может быть применено одно из рассмотренных выше устройств.

Таким образом, с помощью более быстродействующей точной системы световой луч оказывается смещенным по углу относительно положения платформы, что позволяет получить высокую точность наведения лазерного луча (рис. XI. 20).

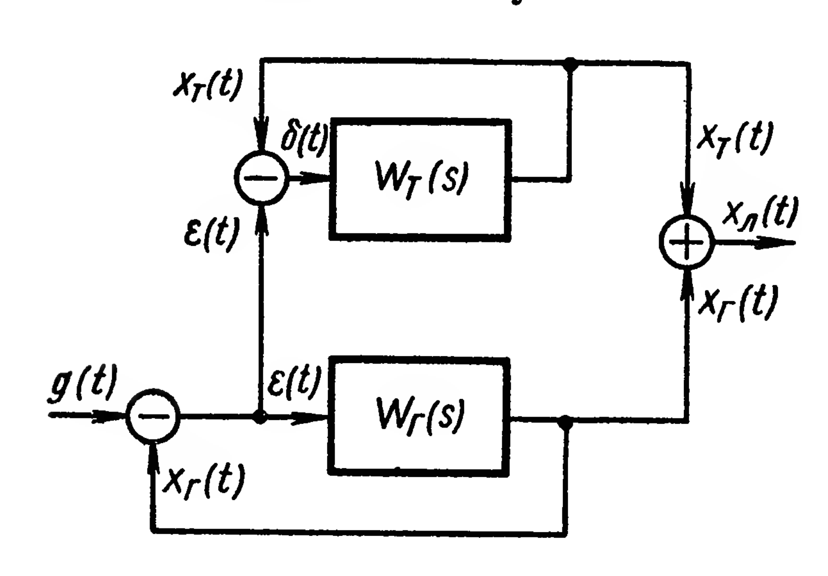


Рис. XI.21. Упрощенная блок-схема двухконтурной системы управления лучом лазера

Особенностью системы является распределение функций между двумя независимыми приводами, угловые перемещения которых суммируются в пространстве. Угловое положение луча оптического локатора в пространстве определяется суммарным перемещением луча в пространстве, вызванным поворотом платформы и доворотом луча с помощью точной следящей системы. Динамическое разделение систем обеспечивает существенное улучшение параметров всей системы.

Определим передаточную функцию системы управления для упрощенной блок-схемы (рис. XI. 21).

Передаточная функция замкнутой двухконтурной системы

$$\Phi(s) = \frac{x_л(s)}{g(s)} = \frac{W_T(s) + W_г(s) + W_T(s)\,W_г(s)}{[1 + W_T(s)][1 + W_г(s)]}, \qquad (XI.26)$$

где $W_T(s)$ — передаточная функция разомкнутой точной системы;
$W_г(s)$ — передаточная функция разомкнутой грубой системы.

Передаточная функция ошибки двухконтурной системы

$$\Phi_\varepsilon(s) = 1 - \Phi(s) = \frac{1}{[1 + W_T(s)][1 + W_г(s)]}. \qquad (XI.27)$$

В случае, если в двухконтурной системе грубая и точная системы являются системами с астатизмом первого порядка, двухконтурная система является системой с астатизмом второго порядка, у которой добротность по ускорению равна произведению добротностей по скорости точной и грубой систем.

Таким образом, применение двухконтурной системы дает значительное снижение динамических ошибок наведения луча на объект.

5. ВЛИЯНИЕ АТМОСФЕРЫ НА РАБОТУ ЛИУ

Эффективность работы ЛИУ при использовании их в условиях приземной атмосферы значительно снижается. Это объясняется как явлением ослабления лазерного излучения атмосферой, так и рядом других эффектов, вносимых атмосферой при распространении высоконаправленного когерентного излучения.

В настоящее время в связи с отсутствием достаточного количества экспериментальных материалов и строгой методики точная оценка влияния атмосферы затруднительна. Существующая теория и методы расчета влияния атмосферы на распространение лазерного излучения позволяют приближенно оценить степень ослабления излучения атмосферой для определения требуемой мощности и выбора нужной длины волны.

В общем случае ослабление излучения средой, имеющей коэффициент ослабления α при дальности R определяется законом Бугера:

$$I = I_0 e^{-\alpha R} = J_0 t^R, \qquad (XI.28)$$

где I_0 — интенсивность излучения до ослабления;
I — интенсивность излучения после ослабления;
$t = e^{-\alpha}$ — коэффициент прозрачности среды, протяженностью в 1 *км*;
α — коэффициент ослабления в $км^{-1}$,
R — дальность в *км*.

Ослабление излучения происходит под действием следующих факторов:

поглощение молекулами газов, входящих в состав атмосферы;
рассеяние частицами дымки и частицами, из которых состоят туманы и облака.

Поглощение молекулами атмосферных газов селективно и проявляется на резонансной частоте молекул. Основными поглотителями являются озон, углекислый газ и водяной пар, которые имеют ряд полос поглощения в диапазоне волн лазерного излучения. Рассеяние оптического излучения обусловлено присутствием в атмосфере гидрометеоров и водяного пара. Гидрометеоры образуются при определенной концентрации водяных паров при данной температуре. Для характеристики влажности атмосферы вводится понятие водности или эквивалентного слоя воды — длина столба воды, которая получится, если сконденсируется весь пар в слое атмосферы с поперечным сечением в 1 *см*^{2}. График прозрачности слоя атмосферы тол-

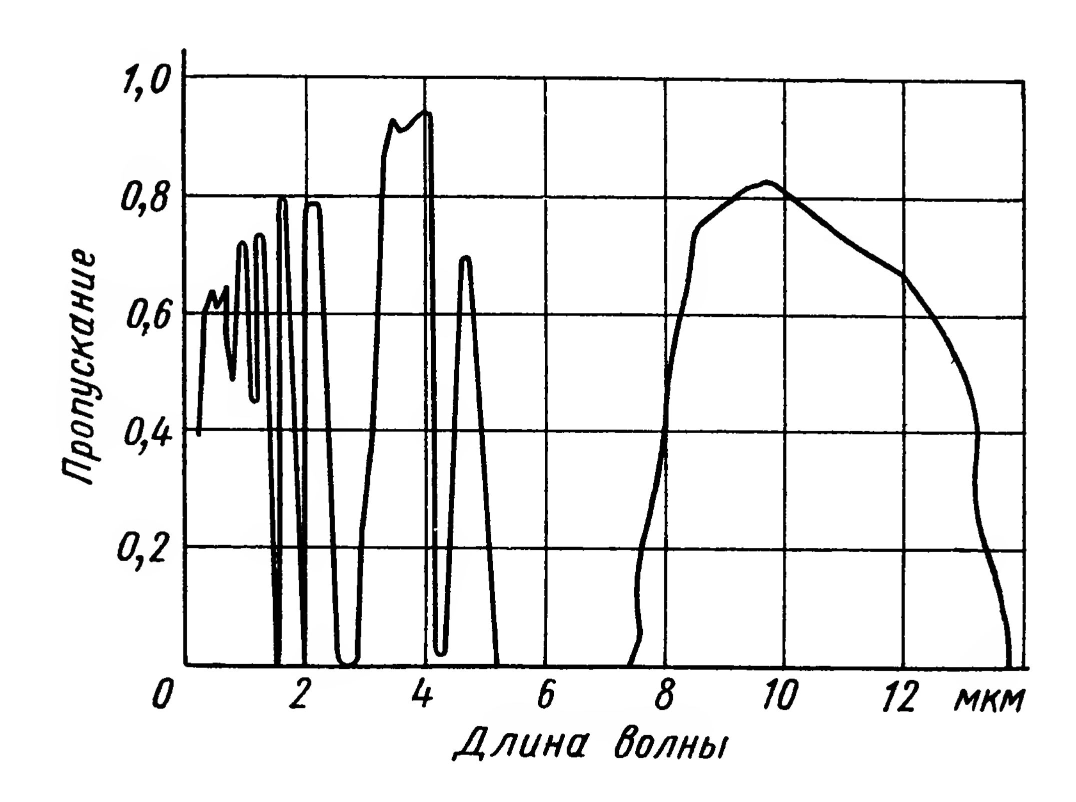


Рис. XI.22. Прозрачность атмосферы

щиной 1830 *м*, водность которой 17 *мм*, при дымке, концентрация которой соответствует прохождению 60% излучения с длиной волны 0,61 *мкм*, приведен на рис. XI. 22 [5].

В результате избирательного поглощения существуют полосы прозрачности или «окна» прозрачности. С увеличением высоты над уровнем моря ширина «окон» прозрачности атмосферы увеличивается вследствие уменьшения плотности воздуха и количества водяных паров.

Если пренебречь молекулярным рассеянием, учитывая высокую монохроматичность излучения ЛИУ, прозрачность атмосферы можно определить в виде произведения прозрачности атмосферы за счет молекулярного поглощения t_n и рассеяния t_p:

$$t = t_n t_p, \qquad \text{(XI.29)}$$

где $$t_n = e^{-\alpha_n}; \quad t_p = e^{-\alpha_p}.$$

При рассмотрении суммарного поглощения внутри широкой спектральной полосы Элдер и Стронг [5] заметили, что чем больше эквивалентный слой воды ω, тем меньшее дополнительное поглоще-

ние вызывает приращение эквивалентного слоя воды на величину $d\omega$ и предложили использовать эмпирическую формулу

$$dJ = -J_0 k_1 \frac{d\omega}{\omega},$$

откуда

$$t_n = \frac{J}{J_0} = -k_1 \ln \omega + t_0, \qquad \text{(XI.30)}$$

где k_1 и t_0 — постоянные в интервале интегрирования.

Значения для отдельных участков спектра приведены в табл. XI.2.

Экспериментальные графики, соответствующие эквивалентному слою воды до 200 *мм*, приведены на рис. XI. 23.

Таблица XI.2

Значения параметров k_1 и t_0 для различных участков спектра

Номер п/пор.	Участки спектра в *мкм*	k_1	t_0
I	0,72—0,92	15,1	106,3
II	0,92—1,1	16,5	106,3
III	1,1 —1,4	17,1	96,3
IV	1,4 —1,9	13,1	81
V	1,9 —2,7	13,1	72,5
VI	2,7 —4,3	12,5	72,5
VII	4,3 —5,9	21,2	51,2

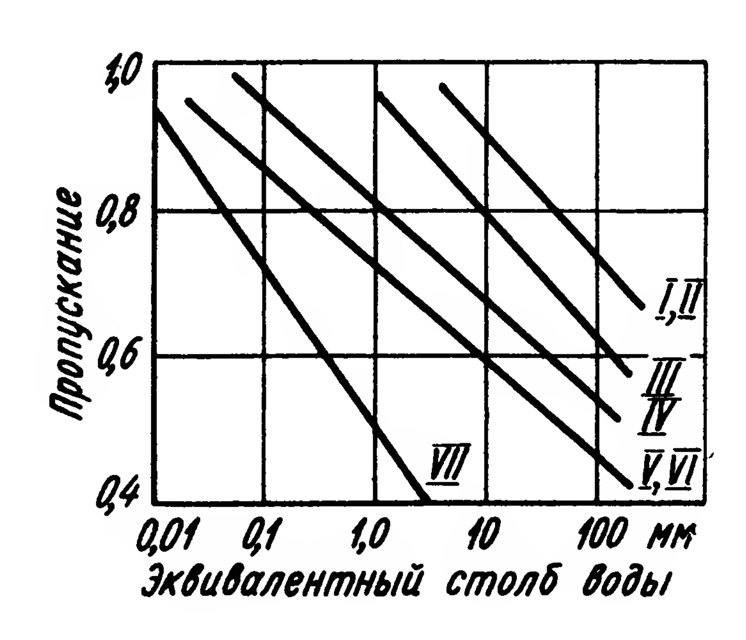


Рис. XI.23. Графики $t = -k_1 \ln \omega + t_0$ для участков спектра I—VII.

Для определения водности атмосферы используется формула

$$\omega = a_0 \cdot 10^{-\left(3 + \frac{H}{5}\right)} R, \qquad \text{(XI.31)}$$

где a_0 — абсолютная влажность у земли;
H — высота;
R — расстояние.

Источником рассеяния оптического излучения является оптическая неоднородность атмосферы. Основным параметром, определяющим коэффициент ослабления излучения за счет рассеяния α_p, является концентрация рассеивающих частиц в атмосфере, для характеристики которой введено понятие дальности видимости R в морских милях.

Существует зависимость

$$R = \frac{3{,}92}{\alpha_p}, \qquad \text{(XI.32)}$$

где α_p — коэффициент ослабления для $\lambda = 0{,}55$ *мкм*.

В результате были получены коэффициенты ослабления за счет рассеяния для различных метеорологических условий (табл. XI. 3).

Таблица XI.3

Значения коэффициента ослабления для различных метеорологических условий

Метеорологические условия	Метеорологическая дальность видимости	a_p	Метеорологические условия	Метеорологическая дальность видимости	a_p
Очень сильный туман	< 0,02	> 85,6	Слабая дымка	4	1,07
Сильный туман . .	0,05	85,6	Ясно	10	0,427
Умеренный туман	0,2	21,4	Очень ясно . .	20	0,274
Слабый туман . . .	0,5	5,54	Исключительно ясно	50	0,0713
Сильная дымка . .	1	2,14			

На рис. XI. 24 показана прозрачность атмосферы на трассе длиной 1830 *м* при различной метеорологической дальности и для одинакового эквивалентного слоя воды, равного 17 *мм* для различных длин волн [5]. Как видно из формулы (XI. 32), характеристики атмосферы в значительной степени определяют величину требуемой мощности лазера ЛИУ.

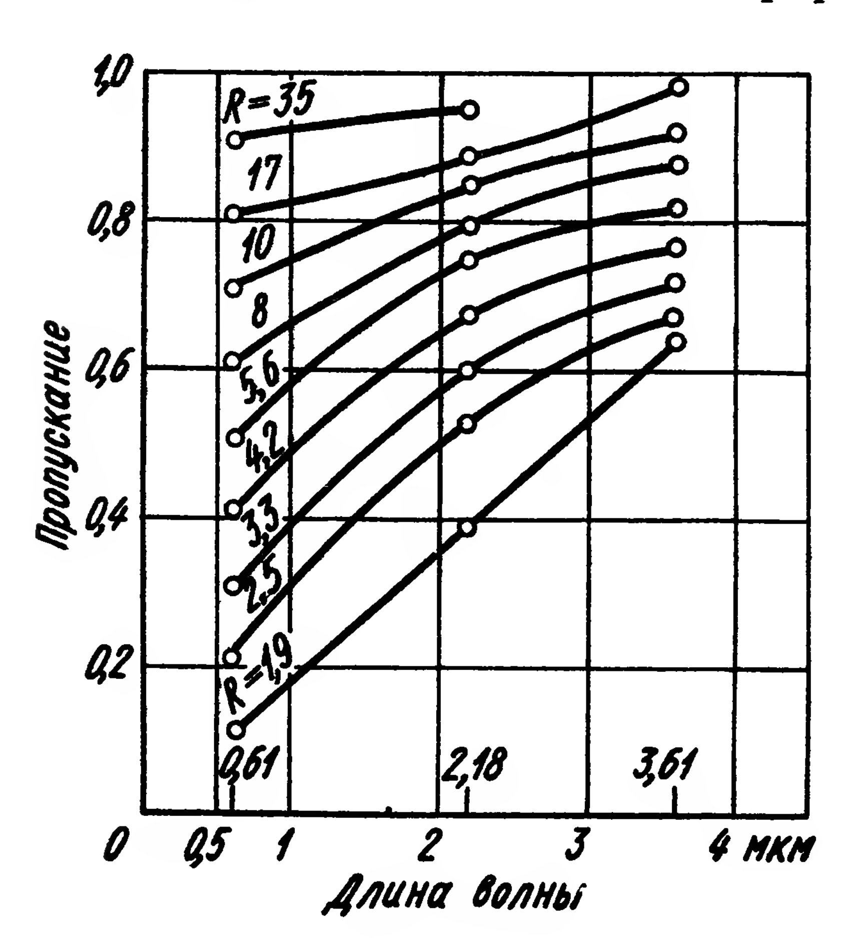


Рис. XI.24. Прозрачность атмосферы за счет рассеяния при различной метеорологической дальности

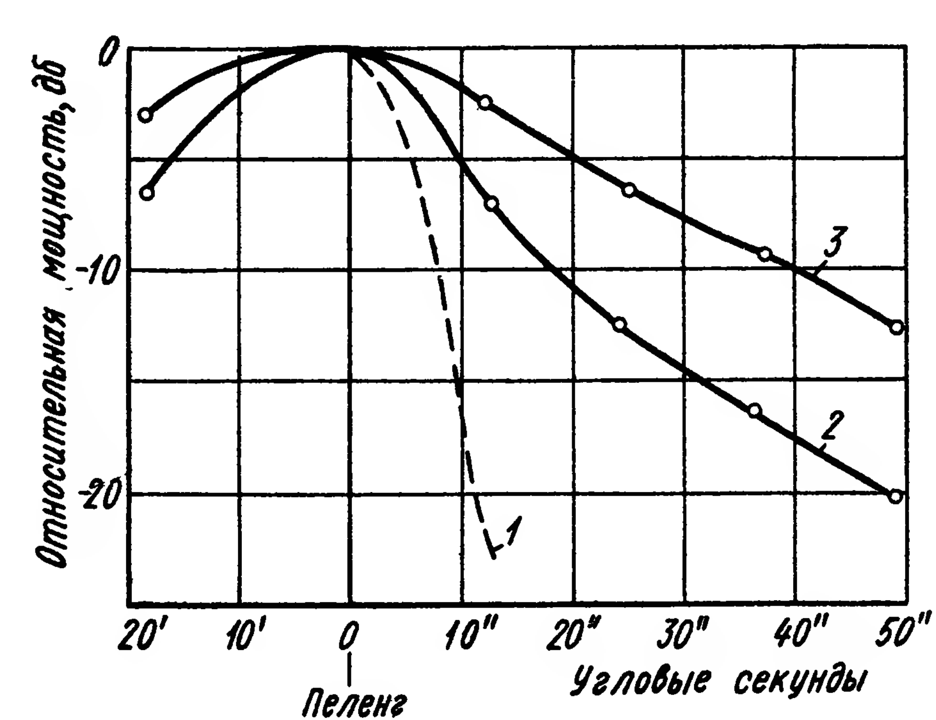


Рис. XI.25. Расширение диаграммы направленности:

1 — теоретическая диаграмма направленности; *2* — диаграмма направленности при затухании 3,5 *дб/км*; *3* — диаграмма направленности при затухании 14 *дб/км*

Если считать, что для стандартной чистой атмосферы на длине волны излучения 0,63 *мкм* коэффициент затухания $\alpha = 0{,}17$, то при дальности действия 10 *км* требуется в 30 раз большая мощность лазерного передатчика, чем в случае свободного пространства.

Значительное влияние на работу ЛИУ оказывает туман, дождь или снег. В этом случае потери могут превышать 60 *дб* на расстоя-

нии 2,6 *км*. При этом наблюдается также существенное искажение диаграммы направленности.

На рис. XI. 25 показано расширение диаграммы направленности при снегопаде различной интенсивности для лазера с $\lambda = 0{,}63$ *мкм*, при дальности 2,6 *км*.

Кроме того, определенные ограничения создает турбулентность атмосферы, обусловленная в основном температурными градиентами, которые приводят к изменению плотности воздуха. Воздействие таких изменяющихся во времени образований с различными коэффициентами преломления проявляется в искажениях фазового фронта волны от когерентного источника, что приводит к флуктуациям сигнала и изменению направления луча. Так как коэффициент преломления зависит от температуры, давления и других факторов, то угловые координаты, измеренные ЛИУ, могут отличаться от истинных координат объекта.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Горелик Г. С.** Колебания и волны. М., ГИТТЛ, 1950.
2. **Изнар А. И., Федоров Б. Ф.** Оптические квантовые приборы и их применение в военной технике. М., изд-во «Советское радио», 1964.
3. **Ищенко Е. Ф., Климков Ю. М.** Оптические квантовые генераторы. М., изд-во «Советское радио», 1968.
4. **Ландъел Б.** Лазеры. М., изд-во «Мир», 1964.
5. **Локк А. С.** Управление снарядами. М., ГИТТЛ, 1957.
6. **Соболева Н. А. и др.** Фотоэлектронные приборы. М., изд-во «Наука», 1965.
7. **Тудоровский А. И.** Теория оптических приборов АН СССР, 1948.
8. **Чернышов В. Н. и др.** Лазеры в системах связи. М., изд-во «Связь», 1966.
9. **Anderson L. K.** High-Speed Photodetectors, «Applied Optics», 1966, N 10, p. 1335—1349.
10. **Barnard.** Digital Laser Ranging and Tracking Using a Compounds Axis Servomechanism, «Applied Optics», 1966, N 4, p. 487—505.
11. **Bienson G., Lucy R. F.** Requirements of Coherent Laser Pulse-Doppler Radar, «Proceedings of the IEEE», 1963, N 1, p. 202—213.
12. **Bloom A. L.** Gas Lasers, «Proceedings of the IEEE», 1966, v. 54, N 10, p. 1249—1261.
13. **Einhorn R. N.** Liquid Lasers Electronic Design, «Proceedings of the IEEE», 1967, v. 15, N 9.
14. **Fowler V. I.** A Survey of Laser Beam Deflection Techniques, «Proceedings of the IEEE», 1966, N 10, p. 1437—1444.
15. **Kamiryo K.** Optimum Design of Elliptical Cavities Compared with Cilindrical Ones, «Proceedings of the IEEE», 1965, v. 53, N 11, p. 1750—1751.
16. **Kerr I. R.** The F. M. Laser and Optical Communication System, «Applied Optics», 1966, N 4.
17. **Kiss Z. I.** Cristalline Solid Lasers, «Applied Optics», 1966, N 10, p. 1236—1248.
18. **Lusy R. F.** Precision Laser Automatic Tracking System, «Applied Optics», 1966, v. 5, N 4, p. 517—524.
19. **Miller S. E.** Optical Transmission Reseach, «Applied Optics», 1966, N 10, p. 1300—1311.
20. **Nathan M. I.** Semiconductor Lasers, «Applied Optics», 1966, N 10, p. 1277—1290.
21. **Schawlow A. L.** Lasers and Coherent Light, «American Scientist», 1967, N 3, p. 197—220.
22. **Smitzer E.** Glass Lasers, «Applied Optics», 1966, N 10, p. 1249—1261.

ГЛАВА XII

ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Электроакустические преобразователи [1] (ЭАП) используются в устройствах автоматики для получения информации о разнообразных физических явлениях и процессах, сопровождающихся изменением излучения акустического поля или изменением акустических свойств среды. ЭАП применяются также для оценки акустических свойств среды, расположения в ней некоторых объектов реагирования и т. д.

ЭАП служат для преобразования энергии акустического поля в электрическую и наоборот. В соответствии с этим ЭАП классифицируются на акустические приемники (АП) и акустические излучатели (АИ).

Акустические колебания могут распространяться в газообразных, жидких и твердых телах, поэтому ЭАП можно подразделить также на преобразователи для работы в газовой среде, на гидроакустические преобразователи и на вибродатчики.

В состав ЭАП входят следующие элементы:

— подвижные и неподвижные механические части, обеспечивающие связь преобразователя с физической средой;

— части, преобразующие механические колебания твердого или жидкого рабочего тела ЭАП в электрические колебания или обратно.

1. ОБЩИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБРАТИМЫХ ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Действие электроакустических обратимых преобразователей, основанных на магнитных эффектах, описывается уравнениями

$$u = Z_0 i - Mv$$

и

$$F = Mi + \zeta_0 v, \qquad \text{(XII.1)}$$

[1] В настоящей главе используется общепринятый в акустике термин «преобразователь» (в соответствии с РС—1376—68 СЭВ и ГОСТ 16263—70). В некоторых других главах книги этот элемент назван «измерительным устройством».

Для преобразователей, основанных на электрических эффектах соответственно:

$$u = Z_0 i + Mv$$

и (XII.2)

$$F = Mi + \zeta_0 v,$$

где u — переменное синусоидальное напряжение, приложенное к зажимам преобразователя;

i — ток, текущий в электрической цепи;

F — переменная синусоидальная механическая сила;

v — скорость колебаний подвижной части ЭАП;

M — коэффициент электромеханической связи, определяющий взаимное влияние электрической и механической сторон преобразователя друг на друга;

Z_0, ζ_0 — собственное электрическое и механическое сопротивление электрической и, соответственно, механической части преобразователя:

$Z_0 = \frac{u}{i}$ при $v = 0$ (заторможенный преобразователь);

$\zeta_0 = \frac{F}{v}$ при $i = 0$ (преобразователь с разомкнутыми зажимами).

При выбранных в формулах (XII. 1), (XII. 2) знаках перед F, v, u и i, положительные значения их соответствуют передаче энергии извне в ЭАП.

Поэтому, если преобразователь отдает энергию на внешнюю нагрузку $Z_н$ или $\zeta_н$, то следует считать

$$Z_н = -\frac{u}{i}$$

и соответственно

$$\zeta_н = -\frac{F}{v}.$$

При работе ЭАП в режиме излучателя на нагрузку $\zeta_н$ осуществляется преобразование электрической энергии в механическую (акустическую).

Полное электрическое сопротивление ЭАП Z, потребляющее электрическую энергию и преобразующее ее на акустической стороне в механическую, найдем из уравнений (XII. 1), (XII. 2):

$$Z = Z_0 \pm \frac{M^2}{\zeta_н + \zeta_0}.$$

При работе ЭАП в режиме приемника полное механическое сопротивление ζ преобразователя, в который поступает акустическая мощность при подключении сопротивления $Z_н$, имеет вид

$$\zeta = \zeta_0 \pm \frac{M^2}{Z_0 + Z_н}. \qquad \text{(XII.3)}$$

Чувствительность акустического приемника (АП), преобразующего акустическую мощность в электрическую, определяется по формуле

$$E_{\text{АИ}} = \frac{u}{F} = \mp \frac{MZ_н}{(Z_н + Z_0)\left[\zeta_0 \pm \dfrac{M^2}{Z_н + Z_0}\right]}. \qquad \text{(XII.4)}$$

Верхние знаки относятся к магнитному, нижние — к электрическому типу преобразователей.

Чувствительность акустического излучателя (АИ) определяется как отношение звукового давления, развиваемого им на заданном расстоянии, к току, протекающему по его электрической цепи.

Чувствительность преобразующей части ЭАП определяется как отношение скорости подвижной системы, нагруженной механическим сопротивлением $\zeta_н$, к току в его электрической цепи:

$$E_{\text{АИ}} = \frac{v}{i} = \mp \frac{M}{\zeta_0 + \zeta_н}$$

или к напряжению на входе и

$$E_{\text{АИ}} = \frac{v}{u} = \mp \frac{M}{(\zeta_0 + \zeta_н)\left(Z_0 \pm \dfrac{M^2}{\zeta_0 + \zeta_н}\right)}.$$

2. СВОЙСТВА АКУСТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Механические свойства. Подвижная система ЭАП обладает механическим сопротивлением, которое определяется по формуле (XII. 3). Это сопротивление обычно имеет резонансный характер.

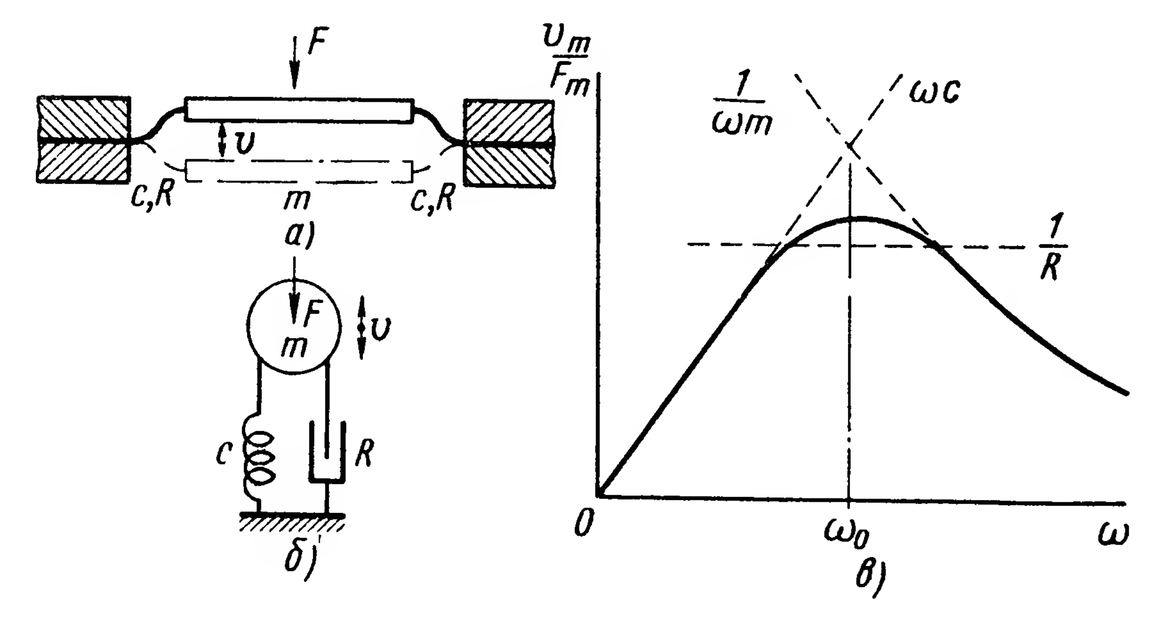


Рис. XII.1. Механические свойства ЭАП:

а — схема подвижной части ЭАП; *б* — эквивалентная механическая схема системы с одним резонансом; *в* — частотная характеристика системы

Вообще говоря, резонансов в подвижной системе может быть много. Однако чаще всего приходится считаться с одним из них. Механическая система, изображающая такую подвижную часть, показана на рис. XII. 1, *а* и *б*. Массивный элемент m подвижной части удерживается в положении равновесия гибким элементом c. Сила F, приложенная, например, со стороны звукового поля, приводит в колебание эту систему. Потери, возникающие при деформации гибкого элемента, при трении о воздух и т. п. изображены элементом R.

Соотношение между амплитудой силы F_m и скорости движения массивного элемента v_m:

$$\frac{v_m}{F_m} = \frac{1}{\sqrt{\left(m\omega - \frac{1}{\omega c}\right)^2 + R^2}}.$$

Три случая для разных областей частот изображены на рис. XII. 1, *в*. При конструировании ЭАП обычно пользуются одной из приведенных выше трех областей работы механической подвижной системы.

Электрические свойства, определяемые величиной Z_0, зависят от типа ЭАП. Для преобразователей, основанных на магнитном принципе, Z_0 представляет собой практически чисто индуктивное или чисто активное сопротивление, а на электрическом — практически чисто емкостное.

Акустические свойства описываются направленностью и сопротивлением излучения.

Направленность акустического преобразователя. Взаимодействие с акустическим полем или полем вибраций зависит от соотношения размеров акустической системы и длины волны звука в среде, с которой связан преобразователь и, кроме того, от соотношения между этими же размерами и расстоянием до данной точки поля (или до источника звука).

Акустическая часть излучателя или приемника (его «антенна») обладает чувствительностью, зависящей от направления прихода звуковой волны. В большинстве случаев максимальная чувствительность совпадает с осью антенны. Простейшими видами характеристик направленности являются следующие.

Ненаправленная характеристика $\Phi(\varphi, 0) = 1$ (рис. XII. 2, *а*), косинусоидальная (дипольная) характеристика, являющаяся поверхностью тела вращения относительно оси антенны $\Phi(\varphi) = \cos\varphi$, где φ — угол между направлением прихода волны и осью антенны (рис. XII. 2, *б*), кардиоидная характеристика $\Phi(\varphi) = \frac{1}{2}(1 + \cos\varphi)$, также являющаяся телом вращения (рис. XII. 2, *в*). Такими характеристиками, не зависящими от частоты, обладают антенны, размер которых меньше $^1/_6$ длины волны принимаемых колебаний. Характеристики направленности антенн, сравнимых с длиной волны и больших ее, существенно зависят от конфигурации антенны. Антенна в виде плоского диска имеет характеристику (диаграмму) направленности вида

$$\Phi = \frac{J_1(ka\sin\theta)}{ka\sin\theta},$$

где $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ — волновое число;

a — радиус диска;

λ — длина волны.

Антенна в виде прямоугольной пластины имеет характеристику:

$$\Phi = \frac{\sin (ka \sin \varphi) \sin (kb \sin \theta)}{(ka \sin \varphi)(kb \sin \theta)}, \qquad (XII.5)$$

где $2a$ и $2b$ — размеры сторон прямоугольной антенны;
φ, θ — углы, определяющие направление прихода волны (см. рис. XII. 2, *г*).

Формулы для дисковой и прямоугольной антенн являются точными только в том случае, если антенны лежат на плоской неподвижной границе полупространства. Однако в тех случаях, когда $ka \gg 1$, они могут применяться и без этого ограничения.

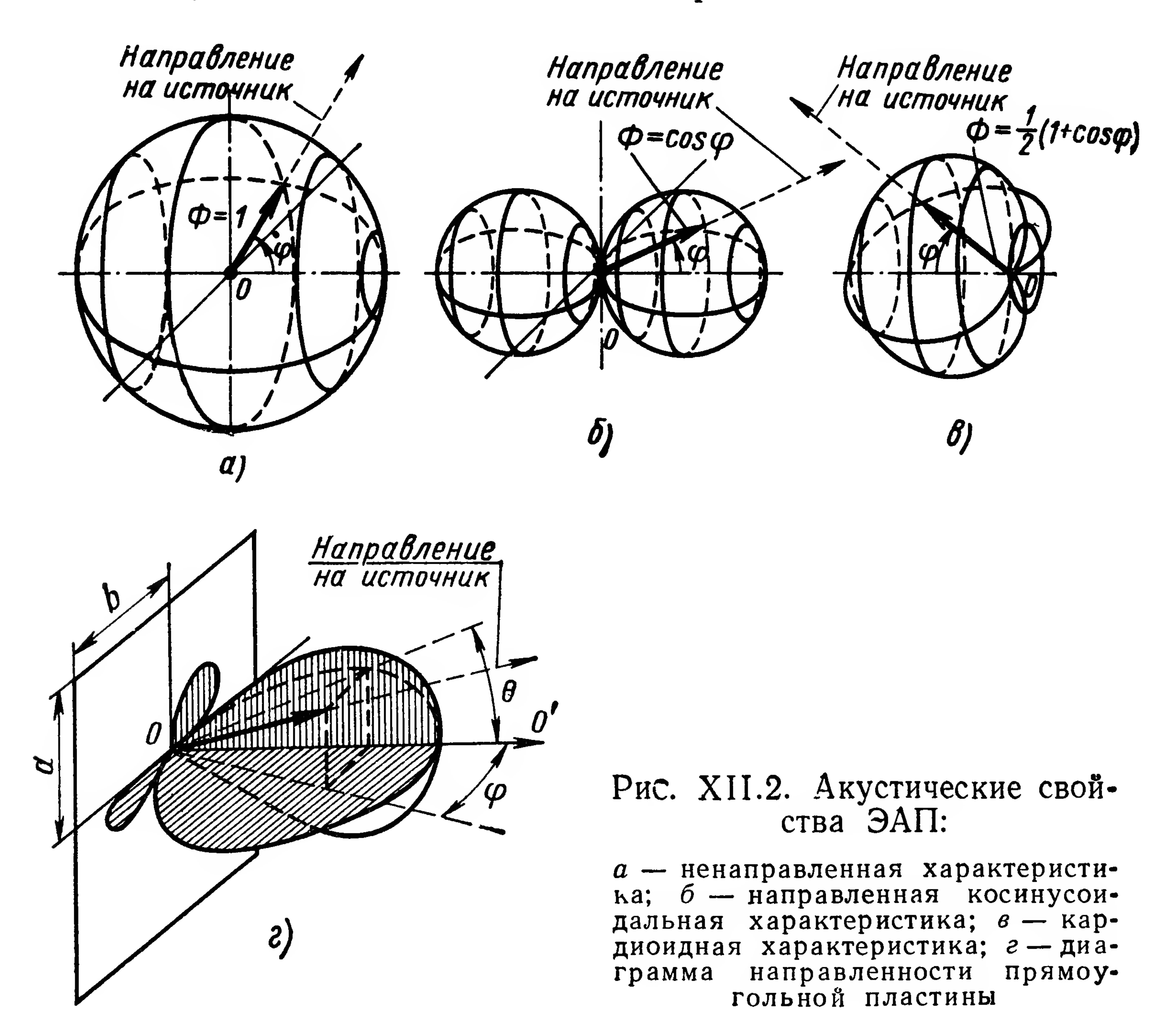


Рис. XII.2. Акустические свойства ЭАП:

а — ненаправленная характеристика; *б* — направленная косинусоидальная характеристика; *в* — кардиоидная характеристика; *г* — диаграмма направленности прямоугольной пластины

Если необходимо получить узконаправленные характеристики, прибегают к групповым антеннам. Антенны каждого из акустических элементов при этом малы по сравнению с длиной волны. Если элементы групповой антенны не направлены и чувствительности всех элементов одинаковы, то для группы из n элементов, расположенных на равных расстояниях по прямой, характеристика направленности имеет вид

$$\Phi = \frac{\sin\left(n \frac{kd}{2} \sin \varphi\right)}{n \frac{kd}{2} \sin \varphi}, \qquad (XII.6)$$

где $\quad n$ — число элементов;

d — расстояние между соседними элементами;

$k=\frac{2\pi}{\lambda}$ — волновое число;

φ — угол между перпендикуляром к прямой, на которой расположены акустические элементы, и направлением прихода волны.

Располагая большое число элементов на плоскости диска или прямоугольника, можно получать диаграммы направленности, близкие по форме к диаграммам плоской, круглой или прямоугольной антенны. Для расчета диаграммы направленности группы акустических элементов сложной конфигурации можно воспользоваться

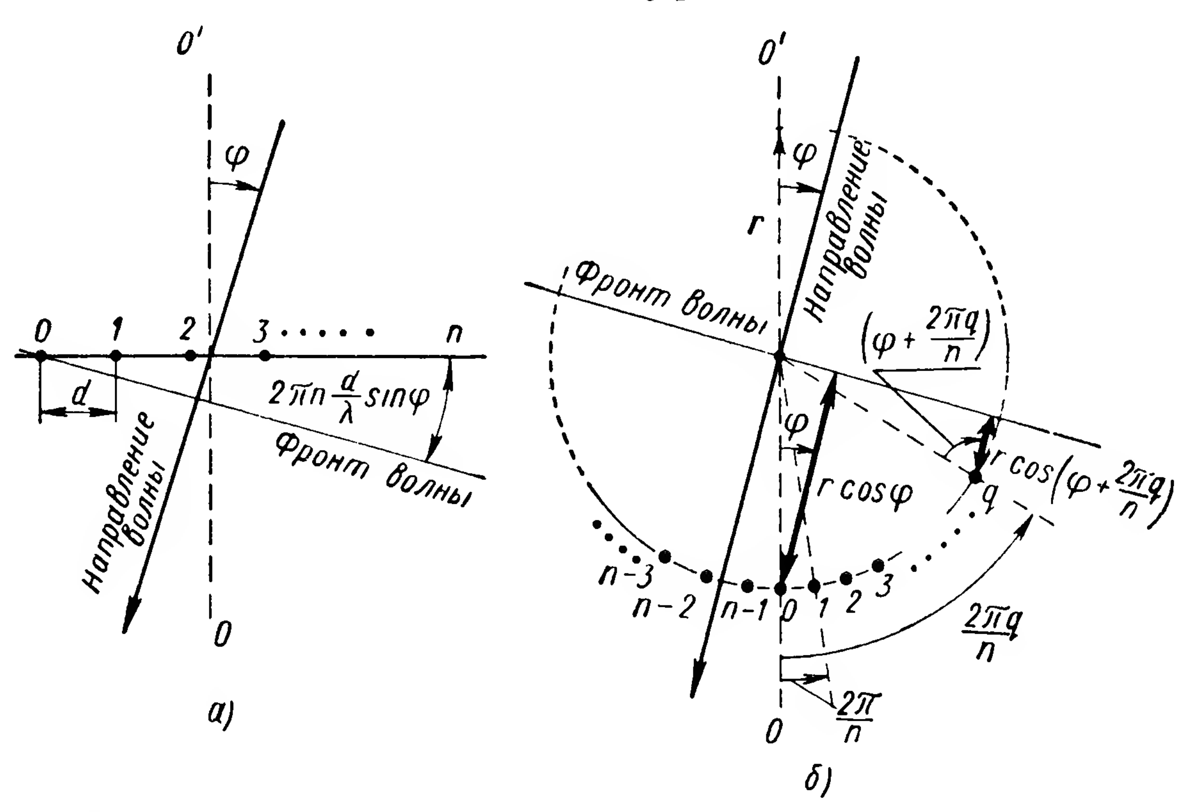


Рис. XII.3. К определению запаздывания волны:

а — запаздывание волны к *n*-му приемнику линейной группы; *б* — запаздывание волны к приемникам круговой группы

тем, что она представляет собой произведение соответствующих значений диаграммы такой же группы, но ненаправленных элементов, на значения характеристик Ф, образующих исходную группу. Путем введения звеньев с заданным затуханием в цепи каждого элемента и переключения полярности их выходов можно изменять характеристику направленности, добиваясь уменьшения амплитуд побочных лепестков диаграммы направленности, что важно в следящих и пеленгационных системах.

Фазовое опережение плоской волны, приходящей под углом к *n*-му акустическому элементу линейной группы (рис. XII. 3, *а*) составляет

$$\psi_n=2\pi n\frac{d}{\lambda}\sin\varphi.$$

Поэтому, введя контуры в электрические цепи приемников так, чтобы создать запаздывание по фазе

$$\psi_{0n}=2\pi n\frac{d}{\lambda}\sin\varphi_0,$$

сдвигают максимум диаграммы направленности на угол φ_0, так как теперь сигналы от элементов будут складываться синфазно при

$$2\pi n \frac{d}{\gamma}(\sin\varphi - \sin\varphi_0) = 0.$$

Острота главного максимума диаграммы направленности уменьшается при увеличении φ_0, так что изменение диаграммы электрическим путем возможно лишь в ограниченной области углов φ_0.

Для поворота диаграммы направленности, формируемой из группы акустических элементов, на любой угол в пределах 0 — 2π используют круговую группу (рис. XII. 3, *б*). Введя фазовые запаздывания в цепи элементов группы так, чтобы при приходе плоской волны под углом φ_0 к направлению оси отсчетов углов (OO') сигналы складывались в фазе, получим:

$$\Phi(\varphi) = J_0\left(2kr\sin\frac{\varphi-\varphi_0}{2}\right) + 2\sum_p J_{np}\left(2kr\sin\frac{\varphi-\varphi_0}{2}\right)\cos\frac{np(\varphi-\varphi_0)}{2}, \quad \text{(XII.7)}$$

где r — радиус круговой группы;

n — число элементов приемника;

φ — угол прихода плоской волны по отношению к OO'.

Считая, что элемент на OO' соответствует $q = 0$, фазовое запаздывание к q-му элементу составит $kr\cos\left(\varphi + \frac{2q\pi}{n}\right)$.

В соответствии с этой величиной и должны выбираться фазовые запаздывания в электрических цепях ЭАП.

При использовании сигнала с широким спектром частот (например, импульсных или шумовых) электрические напряжения, полученные от отдельных акустических элементов группы, следует задержать по времени относительно друг друга так, чтобы при приходе волны с направления, по которому «нацеливается» максимум чувствительности группы, запаздывания волны к отдельным элементам компенсировались электрическими задержками (сдвигами фаз, пропорциональными частоте в диапазоне частот спектра сигнала).

При практическом осуществлении направленных групп акустических элементов необходимо соблюдение идентичности частотно-фазовых характеристик чувствительности самих элементов группы. Это особенно сложно, когда элементы работают в области своего механического резонанса.

Все сказанное выше относится в равной степени к акустическим излучателям, работающим в газообразной или жидкой среде.

Элементы, излучающие в твердые тела, не имеют столь простых характеристик направленности, так как в упругом теле колебаниями элемента возбуждаются одновременно разные типы волн (сжатия, сдвига, поверхностные), которые могут переходить друг в друга.

С о п р о т и в л е н и е   и з л у ч е н и я ЭАП. При колебаниях излучающей поверхности АИ возникают акустические пере-

менные давления в среде, которые, в свою очередь, создают силы давления на рабочей поверхности элемента.

Во всех практических случаях активная и реактивная составляющие сопротивления излучения определяются по формулам

$$R_{изл} = \rho c S r(ka); \quad X_{изл} = \rho c S x(ka), \qquad \text{(XII.8)}$$

где ρ — плотность среды;
c — скорость звука в среде;
S — поверхность излучения;
r, x — коэффициенты излучения, зависящие от соотношения между характерным линейным размером (a) излучающей поверхности и длиной волны:

$$ka = 2\pi a/\lambda.$$

При расчетах акустических излучателей $Z_{изл}$ является полезной нагрузкой, по активной составляющей которой вычисляется излученная мощность.

При расчете приемников $Z_{изл}$ составляет часть собственного механического сопротивления всей подвижной системы.

3. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Схема устройства электродинамического (магнитоэлектрического) ЭАП показана на рис. XII. 4. Легкая диафрагма, скрепленная с катушкой, изолирует внутренний объем воздуха в ЭАП от наружной среды. Звуковая волна создает снаружи переменное давление на диафрагму. Если концы обмотки разомкнуты, то напряжение на них, вызванное колебаниями, будет

$$u|_{i=0} = -Blv,$$

где B — магнитная индукция в зазоре;
l — длина провода катушки;
v — колебательная скорость катушки.

Если затормозить катушку и пропустить переменный ток через ее обмотку, то на катушку будет действовать сила

$$F|_{v=0} = Bli.$$

В этом случае можно написать

$$-\frac{u}{v}\bigg|_{i=0} = \frac{F}{i}\bigg|_{v=0} = Bl.$$

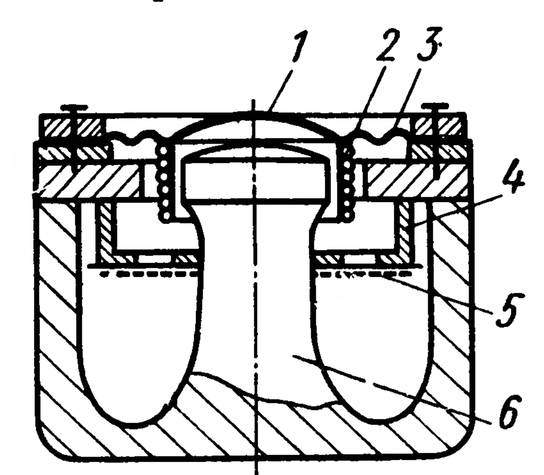


Рис. XII.4. Электродинамический (магнитоэлектрический) ЭАП (приемник, микрофон):

1 — диафрагма; 2 — каркас с обмоткой, 3 — гибкий воротник диафрагмы; 4 — крышка с отверстиями; 5 — сетка; 6 — магнитная система

Коэффициент электромеханической связи M преобразователя оказывается равным Bl. Используя выражение (XII. 4), получим для чувствительности приемника следующее выражение:

$$E_{АП} = \frac{u}{F} = \frac{B l Z_н \cdot 10^{-8}}{(Z_н + Z_0)\left[\zeta_0 + \frac{(Bl)^2 \cdot 10^{-9}}{Z_н + Z_0}\right]}, \qquad \text{(XII.9)}$$

где Z_0 — собственное электрическое сопротивление;

$Z_н$ — входное сопротивление усилителя, служащего нагрузкой (обычно оба практически активные).

Механическое сопротивление ζ_0 определяется массой подвижной системы m, гибкостью воротника диафрагмы c, активным сопротивлением электрического торможения $R' = (Bl)^2 \cdot 10^{-9}/(R_н + R_0)$ и сопротивлением излучения $\zeta_{изл}$. Это сопротивление при пренебрежении $R_{изл}$:

$$\zeta_{изл} \approx S\rho_0 c_0 (ka) = m'\omega,$$

где $m' = S\rho_0 a$,

так что $\zeta_0 = j\omega(m + m') + \frac{1}{j\omega c} + R'$.

Сила $F = pS$, где p — акустическое давление, а S — площадь диафрагмы.

При этом модуль чувствительности к звуковому давлению по напряжению:

$$E_{АП} = \left|\frac{u}{p}\right| = \left|\frac{u}{F}\right| S = \frac{R_н}{R_н + R_0} \frac{SBl \cdot 10^{-8}}{\sqrt{\left(\omega m_1 - \frac{1}{\omega c}\right)^2 + (R')^2}}, \qquad (XII.10)$$

где $m_1 = m + m'$.

Чувствительность максимальна на резонансе механической системы. Введя дополнительное затухание в акустическую систему, можно расширить область частотной характеристики около резонанса. Величина универсальной расстройки

$$\Delta = Q\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right), \qquad (XII.11)$$

где $Q = \frac{m_1\omega_0}{R'}$ — добротность;

$\omega_0 = (m_1 c)^{-\frac{1}{2}}$ — резонансная частота.

Тогда

$$E_{АП} = \frac{SBlR_н Q \cdot 10^{-8}}{(R_н + R_0)\, m_1\omega_0} \frac{1}{\sqrt{1+\Delta^2}} = \frac{E_{max}}{\sqrt{1+\Delta^2}}. \qquad (XII.12)$$

Допуская спад чувствительности на краях рабочего диапазона на 3 *дб* от максимального значения, получим, что элемент можно использовать в пределах полосы частот от

$$\omega_1 = \omega_0\left[\sqrt{1+(2Q)^{-2}} - (2Q)^{-1}\right]$$

до

$$\omega_2 = \omega_0\left[\sqrt{1+(2Q)^{-2}} + (2Q)^{-1}\right],$$

т. е. рабочий диапазон частот

$$\omega_2 - \omega_1 = \frac{\omega_0}{Q}.$$

Таблица XII.1

Характеристики акустических приемников (микрофонов)

Микрофоны	Рабочий диапазон частот в *гц*	Неравномерность частотной характеристики в *дб*	Уровень чувствительности на 1 *кгц* в *дб*	Средняя разность уровней в *дб*	Уровень собственного шума в *дб*	Вес в *г*
Динамические	От 100—8000 до 50—15000	8—12	—69 ÷ —78	15 (для кардиоидной характеристики)	—	100—450
Ленточные	До 50—15000	10—12	—78	12 (для кардиоидной характеристики)	—	750—1500
Конденсаторные	От 50—12000 до 30—15000	8—10	—52 ÷ —66	10 ÷ 20 (для кардиоидной характеристики)	—44÷—54	120—1000
Пьезоэлектрический (один из образцов, для больших уровней сигналов)	40—10000	8	3 *мкв/бар*	Ненаправленная характеристика	—	70
Электретный конденсаторный	50—14000	1,5	—50 ÷ —60	»		

На практике добротность определяется не только затуханием вследствие электрического торможения, но и потерями в механической и акустической системах. Прикрывая кольцевой зазор изнутри корпуса преобразователя крышкой с отверстиями, которые, в свою очередь, закрыты частой сеткой (см. рис. XII. 4), можно увеличить акустическим путем активное сопротивление R' и добиться желаемой ширины полосы пропускания. Необходимо иметь в виду, что выше не были приняты во внимание гибкость воздуха в объеме под диафрагмой и реакция объема воздуха внутри магнитной системы. Такое приближенное рассмотрение пригодно для ЭАП, работающих в не слишком широком диапазоне частот и при условии, что механическое сопротивление гибкости воздуха под диафрагмой много больше, чем активное сопротивление воздуха в отверстиях сетки, а сопротивление гибкости объема воздуха магнитной системы много меньше его.

Электродинамический ЭАП, предназначенный для приема волн в жидкости, герметизируется. При этом диафрагма его должна выдерживать в условиях эксплуатации внешнее гидростатическое давление и соответственно быть жесткой. В связи с этим трудно создать электродинамический гидроакустический приемник с низкой резонансной частотой.

Электродинамические ЭАП используют для работы в воздухе, в звуковом диапазоне частот. Технические характеристики приемников приведены в табл. XII. 1. Как видно из таблицы, электродинамические приемники имеют ненаправленную или слабо направленную характеристику приема (косинусоидальную или кардиоидную) в зависимости от конструкции акустической части (приведенная на рис. XII. 4 конструкция относится к ненаправленному приемнику).

4. МАГНИТОСТРИКЦИОННЫЕ ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Магнитострикционные ЭАП применяются для работы в жидкостях, а также для прозвучивания твердых тел. Наибольшее распространение получили стержневая и кольцевая конструкции (рис. XII. 5).

Если стержневой излучатель может создавать направленное излучение в виде более или менее узкого пучка, то кольцевой излучает равномерно во все стороны в плоскости, перпендикулярной его оси симметрии. Для получения узкого пучка излучения от кольцевого излучателя его помещают в конический отражатель. Для работы в жидкости отражатель можно сделать в виде конуса из тонкого металла с полыми стенками. Тогда благодаря большой разнице в волновых сопротивлениях жидкости и воздуха, заполняющего конус, звуковые волны полностью отражаются конусом обратно в жидкость.

Магнитострикционные ЭАП работают эффективно вблизи первого резонанса, при которых их реактивное механическое сопротивление обращается в нуль.

Это условие для стержневого ЭАП имеет вид

$$\operatorname{tg} k_0 l_1 \operatorname{tg} k_0 l_2 = \frac{S_1}{S_2},$$

где $k_0 = \frac{\omega_0}{c}$ — волновое число для материала сердечника;

ω_0 — резонансная частота;

c — скорость звука в материале сердечника;

l_1 — половина длины стержня сердечника с обмоткой;

l_2 — толщина излучающей накладки (ярма);

S_1 — сумма сечений стержней, охватываемых обмоткой;

S_2 — сечение накладки.

Ширина полосы частот около резонанса $\frac{\Delta f}{f} = \frac{1}{Q_м}$ может быть рассчитана по эквивалентной массе $m_э$ сердечника (который около

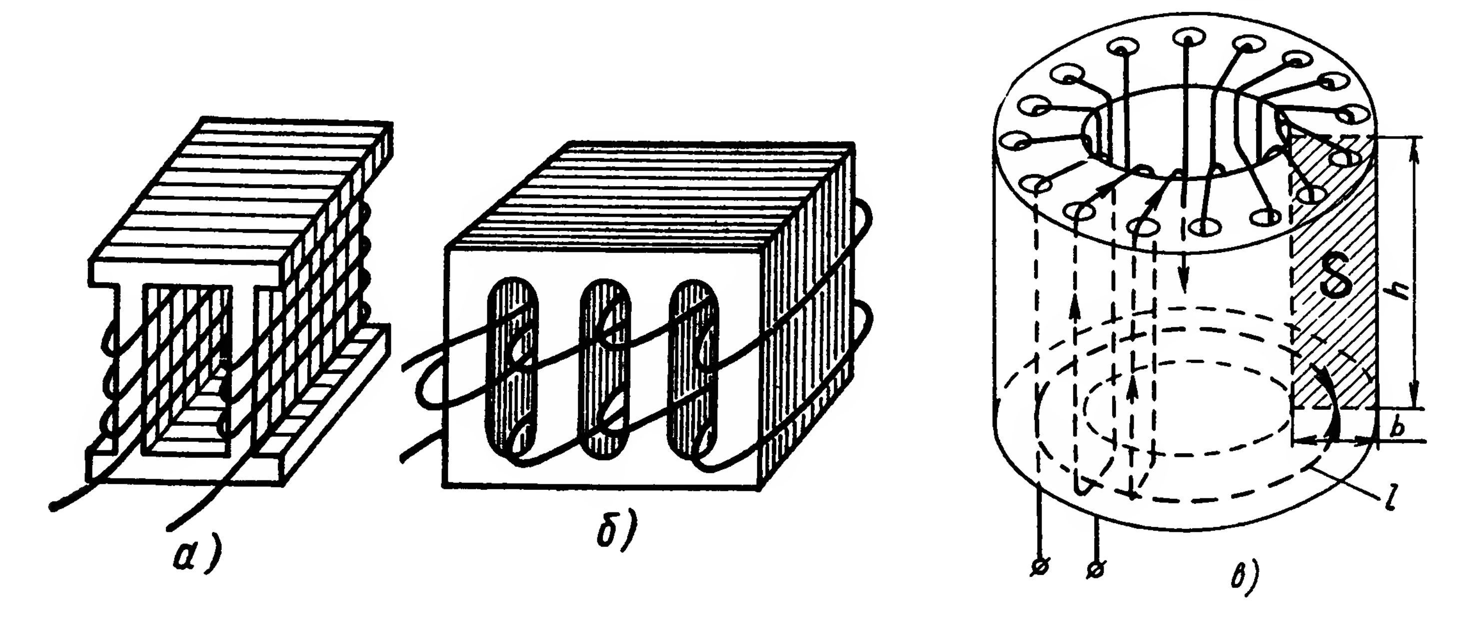


Рис. XII.5. Магнитострикционные ЭАП:

а, б — стержневые конструкции ЭАП; *в* — кольцевая конструкция

резонанса может быть представлен в виде простой резонансной системы), по сопротивлению излучения r_u и по декременту колебаний δ, обусловленному собственными механическими потерями в сердечнике:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{1}{Q_м} = \frac{r_u}{m_э \omega_0} + \frac{\delta}{\pi},$$

где $Q_м$ — добротность колебательной системы.

Эквивалентная масса определяется из выражения

$$m_э = \frac{1}{2} \rho S_2 l_2 \left[1 + \frac{l_1}{l_2}\left(\alpha \cos^2 k_0 l_2 + \frac{1}{2} \sin^2 k_0 l_2\right)\right],$$

где ρ — плотность материала стержня;

$r_u = \rho_0 c_0 S_2$ — волновое сопротивление жидкости, в которой работает преобразователь.

Реактивная составляющая излучения близка к нулю, так как размеры излучающей поверхности S_2 много больше длины волны в жидкости. Ширина главного лепестка характеристики направленности определяется согласно выражению (XII. 5):

$$\sin \varphi_1 = \pm \frac{\lambda}{2a}; \quad \sin \theta_1 = \frac{\lambda}{2b}.$$

Углам φ_1 и θ_1 соответствуют первые нули характеристики.

В пределах этих углов излучается практически вся мощность преобразователя в режиме излучателя и лежит область его основной чувствительности в режиме приемника. Зная ω_0 и определив длину волны $\lambda = \frac{2\pi c_0}{\omega_0}$, можно найти необходимые размеры преобразователя по заданным параметрам характеристики направленности φ_1 и θ_1.

Для получения более широкополосных ЭАП используется конструкция с кольцевым сердечником (рис. XII. 5, *в*). На основании условий резонанса радиальных колебаний сердечника резонансная частота определяется по выражению

$$\omega_0 = \frac{2c}{D},$$

где $c = \sqrt{\frac{E}{\rho}}$ — скорость звука в материале сердечника;

D — средний диаметр кольцевого сердечника.

Затухание, определяемое излучением:

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{r_u}{m_э \omega_0} = \frac{\rho_0 c_0 D}{2\rho c b}, \qquad \text{(XII.13)}$$

где b — толщина стенки кольцевого сердечника.

Задаваемая ширина полосы

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\rho_0 c_0 D}{\rho c b} + \frac{\delta}{\pi}.$$

Уменьшая толщину стенки сердечника b, можно существенно увеличить ширину полосы частот. При этом не возникает побочных резонансов. Направленность излучения в плоскости, проходящей через ось симметрии ярма, приближенно определяется по формуле

$$\Phi(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{2\pi h}{\lambda}\sin\theta\right)}{\frac{2\pi h}{\lambda}\sin\theta}. \qquad \text{(XII.14)}$$

Эта зависимость позволяет определить необходимую высоту кольца h.

Магнитострикционные преобразователи работают хорошо в области частот до сотен килогерц. Нижний предел частот определяется габаритами сердечника.

Магнитострикционные излучатели могут в принципе развивать звуковое эффективное давление до одного-полутора десятков атмосфер на своей излучающей поверхности, нагруженной на среду в согласованном режиме, т. е. когда сопротивление излучения равно собственному механическому сопротивлению излучателя. При нагрузке на твердую среду для получения больших звуковых давлений требуется исключить влияние гибкости контакта между нагрузкой и сердечником, что обеспечивается весьма точной пришлифов-

кой, прижатием друг к другу контактных поверхностей, прочным их склеиванием или спайкой и т. п. При нагрузке на жидкость — предел увеличению звукового давления определяется кавитационной прочностью жидкости и смачиваемостью жидкостью поверхности излучателя.

5. ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Основой пьезоэлектрического ЭАП (рис. XII. 6, *а*) является пьезоэлемент — пластинка или пакет пластин, вырезанных определенным образом из пьезоэлектрического кристалла. На рис. XII. 6 изображены различные типы пьезоэлементов.

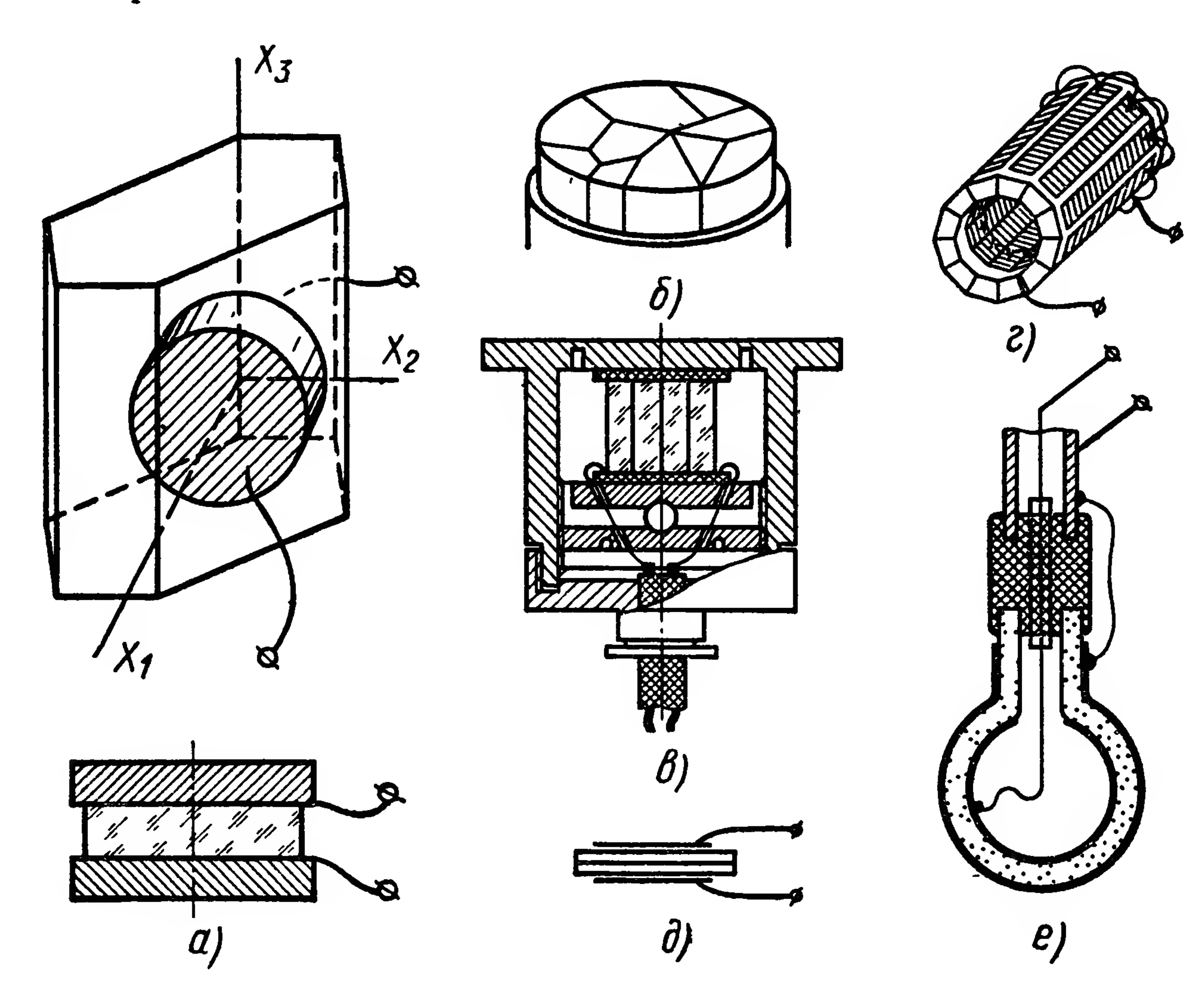


Рис. XII.6. Пьезоэлектрические ЭАП:

а — пластинка пьезокварца *X*-среза; *б* — пьезокварцевая мозаика; *в* — гидрофон с пьезоэлементом в виде пакета; *г* — кольцевой пьезоэлемент из пластин сегнетовой соли; *д* — биморфный пьезоэлемент; *е* — сферический пьезокерамический элемент

Чувствительность холостого хода $E_{\text{АП}}$ пьезоэлектрических преобразователей в режиме приемника определяется константой Харкевича $g = \frac{4\pi d}{\varepsilon}$ (d — пьезомодуль; ε — диэлектрическая постоянная) и геометрией пьезоэлемента, т. е.

$$E_{\text{АП}} = \left|\frac{u}{p}\right|_{i=0} = 3 \cdot 10^6 Kg,$$

где $3 \cdot 10^6$ — коэффициент для перехода от системы СГС (в которой обычно приводятся значения константы g) к системе СИ;

K — величина, зависящая от конфигурации пьезоэлемента.

Ниже даны значения K для некоторых конфигураций пьезоэлементов.

Пластинка при продольном или поперечном пьезоэффекте или тонкостенный цилиндр при сжатии—растяжении вдоль образующей: $K = b$ (b — расстояние между электродами).

Биморфный пьезоэлемент, работающий на изгиб:

$$K=\frac{l^2}{2b}$$

(l — длина пластинки; b — толщина пластинки, т. е. расстояние между электродами). Цилиндрический тонкостенный пьезоэлемент при радиальном сжатии — растяжении:

$$K=\frac{\pi^2 D^3}{8b^2}$$

(D — диаметр; b — толщина стенок цилиндра).
Сферический тонкостенный пьезоэлемент

$$K=\frac{R}{2}$$

(R — радиус сферы).

Э. д. с. эквивалентного генератора пьезоприемника приближенно равна $E_{\text{Ап}}p$, поэтому

$$u=E_{\text{Ап}}p\frac{Z_н}{Z_н+Z_0}.$$

Чувствительность излучателя удобно определять как отношение звукового давления p, развиваемого по оси излучения на расстоянии L_0, к заданной напряженности переменного поля $E_\sim$ между обкладками. Зная излучаемую мощность P_u и коэффициент концентрации излучения Ω в направлении оси излучения, можно определить

$$p=\left(\frac{P_u}{4\pi L_0^2}\rho_0 c_0\Omega\right)^{1/2},$$

где $\rho_0 c_0$ — волновое сопротивление среды, в которую происходит излучение.

Мощность излучения вблизи резонанса

$$P_{\text{Аи}}\approx\frac{r\omega^2 d^2\varepsilon^2 b^2}{\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2+\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\left(\frac{1}{Q_u}+\frac{1}{Q_0}\cdot\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}, \qquad \text{(XII.15)}$$

где r — сопротивление излучения;
d — пьезомодуль;
Q_u — добротность;
$\frac{1}{Q_u}$ — затухание, вызванное излучением, равное $\frac{r}{m_э\omega_0}$;
здесь $m_э$ — эквивалентная масса излучателя;
ω_0 — резонансная частота;
$\frac{1}{Q_0}$ — затухание, вызванное механическими потерями в самом излучателе (при работе его в вакууме);
b — расстояние между обкладками.

Считается, что напряженность поля и механические напряжения в пьезоэлементе однородны. Если возможно добиться максимума мощности путем подбора площади излучения, то при резонансе $\omega = \omega_0$. Это соответствует соблюдению равенства $Q_u = Q_0$. Указанная мощность равна

$$P_{\text{АИ max}} \approx \frac{1}{2} Q_0 E S c d^2 \varepsilon^2, \qquad \text{(XII.16)}$$

где E — модуль упругости пьезоматериала;

S — площадь поперечного сечения пьезоэлемента, через которую проходит поток излучаемой энергии;

c — скорость звука в пьезоэлементе.

6. ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЕ (КОНДЕНСАТОРНЫЕ) ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Электростатические ЭАП основаны на возникновении сил электростатического притяжения между заряженными обкладками конденсатора и на изменении напряжения на заряженном конденсаторе при изменении его емкости в результате колебания расстояния между обкладками.

Для того чтобы преобразователь мог работать без искажения формы входного сигнала, т. е. обладал необходимой линейностью, к его обкладкам прикладывается постоянное напряжение U_0, значительно большее по абсолютной величине, чем амплитуда переменного напряжения $U_{m\sim}$, возникающего при колебаниях расстояния между обкладками d.

Сила притяжения, создаваемая постоянным напряжением, компенсируется натяжением устанавливающей пружины (подвеса) или мембраны.

Переменная сила от внешнего воздействия, воспринимаемая подвижной обкладкой, уравновешивается двумя составляющими: переменной силой реакции подвижной части $F_{R\sim}$ (обусловленной ее инерционной массой, упругостью подвеса, упругостью газа в объеме под подвижной обкладкой и механическим диссипативным коэффициентом) и переменной силой электростатического притяжения $F_{э\sim}$. При малых отклонениях

$$F = F_{R\sim} + F_{э\sim} \approx \zeta v + \frac{U_0}{j\omega d_0},$$

где ζ — механическое сопротивление;

v — скорость колебаний подвижной части;

d_0 — среднее расстояние между обкладками;

i — переменный ток, соответствующий переменному заряду, возникающему при колебаниях.

Путем рассуждений, аналогичных проведенным выше, первое из уравнений (XII.2) для переменных напряжений можно привести к виду:

$$U_{\sim} = \frac{U_0}{j\omega d_0} v + \left(Z_н + \frac{1}{j\omega C_0}\right) i,$$

где C_0 — емкость конденсаторного преобразователя в покое;
$Z_н$ — сопротивление, через посредство которого на преобразователь подается переменное напряжение (сопротивление нагрузки преобразователя).

Тогда частотная характеристика преобразователя принимает вид:

$$U_{\sim} = \frac{\frac{U_0}{j\omega d_0} F_{\sim}}{\zeta_0\left(1 + \frac{1}{j\omega C_0 Z_н}\right) + \frac{U}{\omega^2 d_0^2 Z_н}}, \qquad \text{(XII.17)}$$

где ζ_0 — механическое сопротивление подвижной части преобразователя (при $Z_н = \infty$);
$Z_н$ — сопротивление нагрузки переменному току.

При наличии разделительного конденсатора в цепи нагрузки преобразователя значение его емкости выбирается достаточно большим, чтобы в рабочем диапазоне частот нагрузку можно считать чисто активной: $Z_н = R_н$.

При обычных значениях параметров преобразователя второе слагаемое в знаменателе в выражении (XII.17) («внесенное сопротивление реакции» электрической цепи) мало, поэтому чувствительность преобразователя

$$S_U = \left|\frac{U_{\sim}}{P_{\sim}}\right| = \frac{SU_0}{\omega d_0 |\zeta_0| \sqrt{1 - \frac{1}{\omega^2 \tau^2}}}, \qquad \text{(XII.18)}$$

где S — площадь мембраны (диафрагмы);
$\tau = C_0 R_н$ — электрическая постоянная времени преобразователя.

Эквивалентная электрическая схема конденсаторного микрофона приведена на рис. XII.7, *а* (штриховыми линиями показана эквивалентная схема нагрузки, создаваемой входным каскадом усилителя).

Для того чтобы в заданном диапазоне частот получить частотно-независимую чувствительность, необходимо соблюсти условие $\omega^2\tau^2 \gg 1$, а сопротивление подвижной части выполнить достаточно гибким, $\zeta_0 = \frac{1}{j\omega C_м}$. Для этого собственная частота подвижной части ω_0 должна быть существенно выше верхней частоты рабочего диапазона. Тогда, учитывая, что

$$C_м = \frac{1}{\omega_0^2 M},$$

где M — масса подвижной части,
найдем

$$S_U \approx \frac{SU_0}{\omega_0^2 M d_0}. \qquad \text{(XII.19)}$$

При достаточно низких частотах реактивное емкостное сопротивление преобразователя для электрической цепи становится

очень большим по абсолютной величине по сравнению с $Z_н$. При этих условиях входное сопротивление

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega}\left(\frac{1}{C_м} - \frac{C_0U_0^2}{d_0^2}\right). \qquad \text{(XII.20)}$$

Таким образом, электрическое поле поляризации, создаваемое напряжением U_0, уменьшает результирующее упругое сопротивление подвижной части, что накладывает определенное ограничение на выбор его значения при проектировании преобразователя.

Напротив, упругость воздуха в зазоре между подвижной и неподвижной обкладками увеличивает результирующее упругое сопротивление подвижной части, что ограничивает возможность уве-

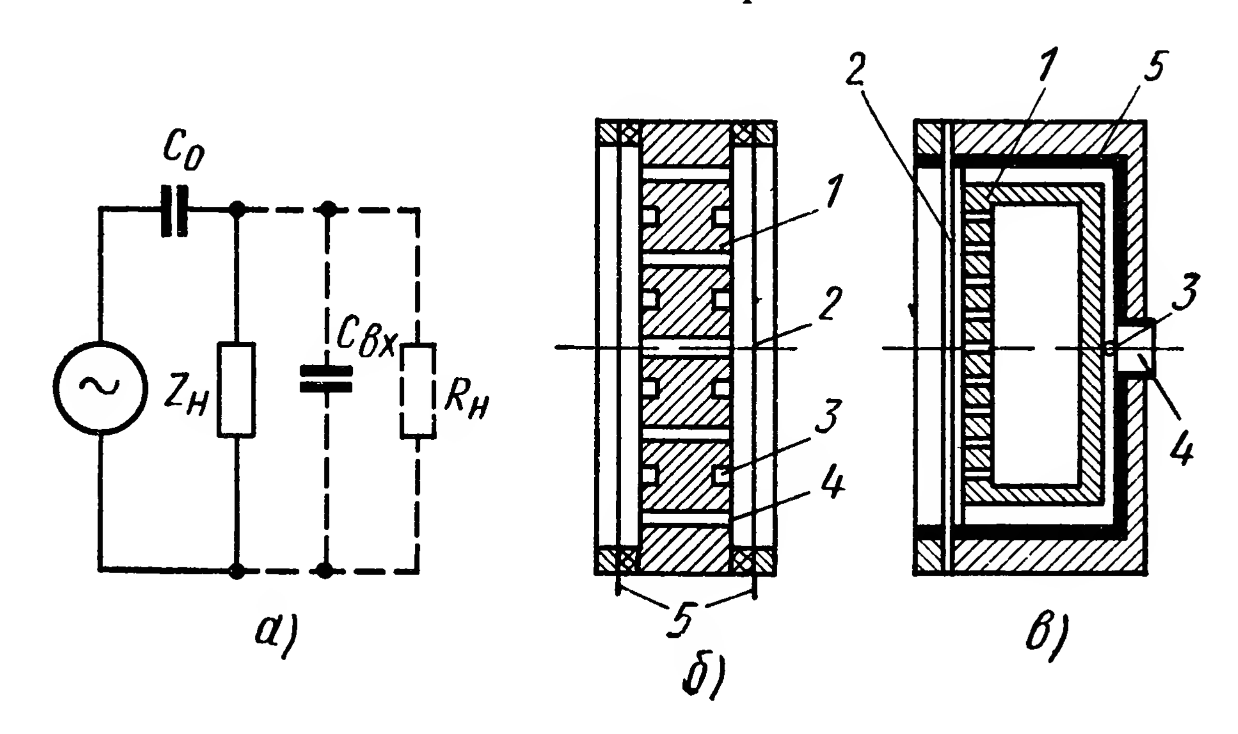


Рис. XII.7. Электростатические ЭАП:

а — эквивалентная схема электростатического преобразователя; *б* — схема устройства конденсаторного микрофона направленного действия [*1* — неподвижная часть (обкладка конденсатора); *2* — подвижная обкладка; *3* — выемка; *4* — сквозное отверстие; *5* — выводы]; *в* — схема устройства электретного конденсаторного микрофона (*1* — неподвижная обкладка; *2* — мембрана из электрета толщиной 0,1 *мм* с напыленной снаружи металлической пленкой; *3* — опорный шарик; *4* — выводы; *5* — изоляция)

личения чувствительности за счет уменьшения рабочего зазора. Для преодоления влияния упругости воздуха применяют неподвижный электрод с отверстиями, или пазами (см., например, рис. XII.7,*б*, относящийся к акустическому приемнику направленного действия). Система из выемок и отверстий образует акустический фильтр, причем объемы воздуха в выемках создают гибкость, а в каналах — акустическую массу. Соответствующим выбором запаздывания в этом фильтре $\tau_ф$ можно обеспечить диаграмму направленности приемника, близкую к кардиоиде. Действительно, для малых отклонений разность давлений, действующих на первую из диафрагм (в случае $\omega\tau_ф \ll 1$):

$$P_I \approx \frac{P_1}{2} j\omega\tau_ф (1 + \cos\theta)$$

и на вторую

$$P_{II} \approx \frac{P_1}{2} j\omega\tau_ф (1 - \cos\theta).$$

При соответствующем выборе постоянного смещения (поляризующего напряжения) на подвижной обкладке второй диафрагмы приемник будет обладать кардиоидной характеристикой направленности. Для согласования с волновым сопротивлением акустического фильтра и обеспечения неизменности формы характеристики направленности в достаточно широком диапазоне частот, у такого преобразователя должно преобладать вязкое акустическое сопротивление между диафрагмой и неподвижной частью, что достигается применением гибких диафрагм.

Практические области использования конденсаторных приемников ограничиваются из-за необходимости применения значительного постоянного напряжения смещения (сотни вольт), а следовательно, и соответствующего источника питания, что особенно существенно в портативной или в бортовой миниатюрной аппаратуре, в телефонии и др. В этом отношении явным преимуществом обладает электретный конденсаторный микрофон (рис. XII.7, *в*), у которого подвижной обкладкой служит листок электрета (например, поляризованного фтористого углерода) с нанесенной на него металлической пленкой; такой микрофон не нуждается в источнике питания. Срок службы его без смены электрета около 10 лет.

7. ПЬЕЗОРЕЗИСТИВНЫЕ ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Пьезорезистивные ЭАП основаны на изменении электрического сопротивления при деформациях твердых тел под влиянием внешних механических воздействий. По виду используемых в них явлений они подразделяются на две основные группы:

1) контактные, в которых используется изменение сопротивления электрического контакта от нажатия (между зернами угольного порошка, заполняющего зазор между неподвижным и подвижным электродами или, реже, непосредственно между этими электродами);

2) полупроводниковые, в которых используется изменение сопротивления монокристалла полупроводника (*n*- или *p*-типа) при деформации его кристаллической решетки.

В зависимости от способа осуществления контакта между зернами порошка и способа изготовления полупроводникового рабочего тела и его подложки могут быть построены преобразователи с весьма различными чувствительностями по величине рабочего усилия или перемещения.

Угольные порошковые акустические приемники [мембранные микрофоны, или вибродатчики с подвижным элементом в виде конуса (рис. XII.8, *а*)] отличаются простотой устройства и высокой чувствительностью. Однако их характеристика чувствительности нестабильна и даже при неизменных режимах работы может ме-

няться на порядок величины. Кроме того, она изменяется при изменении положения преобразователя в пространстве, при изменении температуры или относительной влажности, а также значения тока и длительности его протекания.

Амплитудная характеристика преобразователя нелинейна в рабочем диапазоне амплитуд, так как сопротивление контактов $R_к$ зависит от давления $p_к$ приблизительно по закону

$$R_к = \frac{K_1}{p_к^n} + K_2, \qquad \text{(XII.21)}$$

где K_1 и K_2 — коэффициенты, зависящие от физических свойств и размеров контактных поверхностей;

n — показатель степени при небольших нажатиях равный 0,4—0,6.

При малых и при больших амплитудах чувствительность резко падает (см. рис. XII.8, *б*); возникающие при этом нелинейные ис-

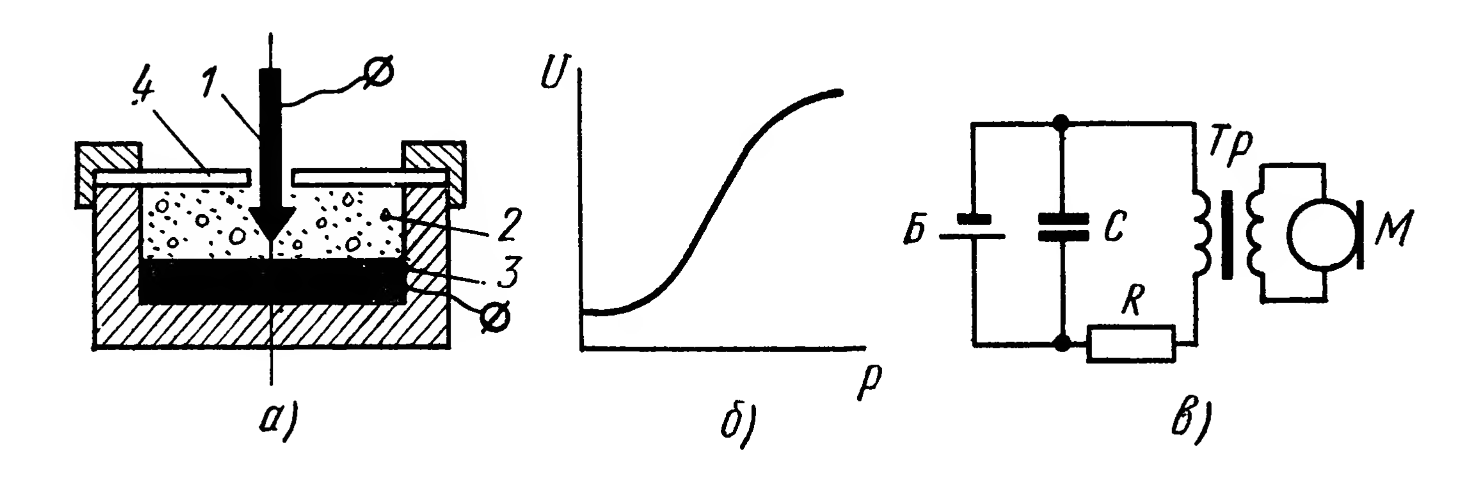


Рис. XII.8. Пьезорезистивные контактные ЭАП:

а — схема устройства угольно-порошкового преобразователя (*1* — подвижной электрод; *2* — угольный порошок; *3* — неподвижный электрод; *4* — фетровая шайба); *б* — амплитудная характеристика; *в* — схема включения (*С* — развязывающий конденсатор, *М* — микрофон, *Тр* — разделительный трансформатор, *R* — нагрузка)

кажения достигают 10—25%. Близкий к линейному участок у обычных угольных микрофонов лежит примерно в диапазоне 20—200 *мбар*.

На рис. XII.8, *в* показана одна из простейших схем включения угольного микрофона.

Полупроводниковые пьезорезистивные ЭАП отличаются значительно большей стабильностью и большим динамическим диапазоном. В пьезорезистивных преобразователях используются обычно монокристаллы германия или кремния с большим количеством присадок (10^{17}—10^{20} атомов донора или акцептора на 1 *см*^{3} основного вещества). Если используется благоприятная ориентация монокристалла, то изменение его удельного сопротивления при деформациях можно выразить уравнением

$$\frac{\Delta\rho}{\rho} = \pi_e \mu,$$

где ρ — удельное сопротивление;

π_e — удельный коэффициент пьезосопротивления;

μ — механическое напряжение.

Тогда коэффициент тензочувствительности

$$S_t = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l} = \frac{\Delta R}{R\varepsilon} = 1 + 2\sigma + m_c,$$

где $\varepsilon = \Delta l/l$;

σ — коэффициент Пуассона;

$m_c = E\pi_e$ (здесь E — модуль упругости).

Зависимость $\Delta R/R$ от ε не является линейной и потому коэффициент тензочувствительности зависит от амплитуды сигнала. Однако повторяемость характеристик весьма высока, а усталостная

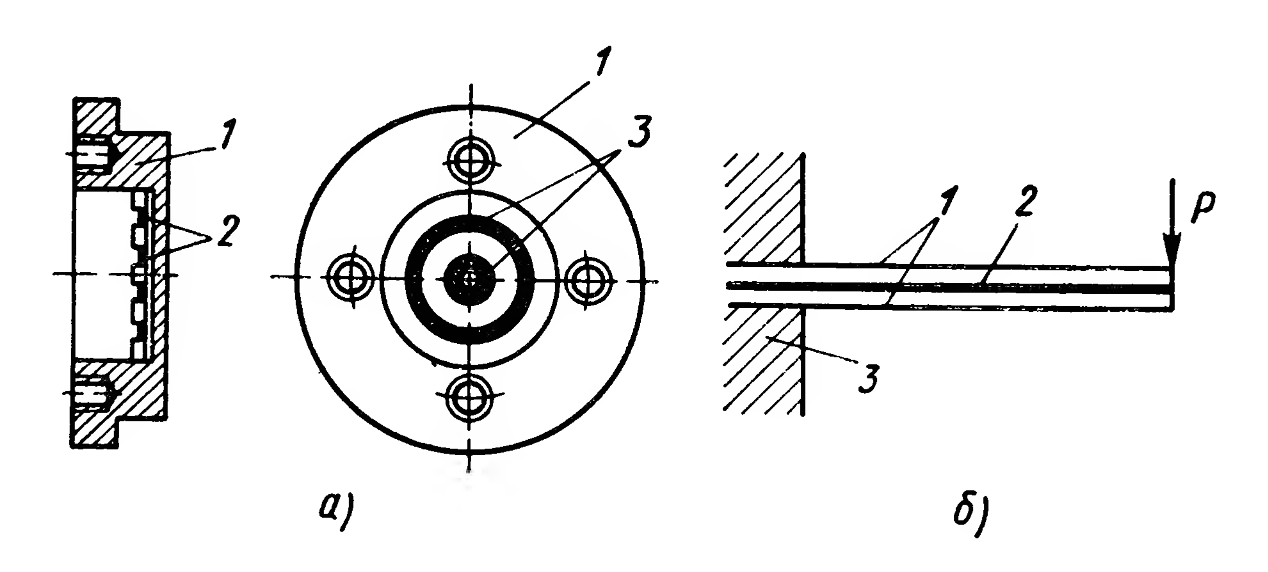


Рис. XII.9. Пьезорезистивные (полупроводниковые) ЭАП:

а — схема устройства мембранного приемника давления с кольцевыми пьезорезистивными элементами (*1* — корпус; *2* — мембрана; *3* — кольцевые тонкопленочные элементы); *б* — биморфный элемент (*1* — пластинки из монокристаллов; *2* — клей; *3* — заделка)

прочность у полупроводниковых преобразователей лучше, чем у металлических.

Более совершенны преобразователи с двумя пьезорезистивными элементами. Так, на рис. XII.9, *а* показан датчик давления с двумя кольцевыми тонкопленочными элементами, получаемыми напылением германия *n*-типа в вакууме (толщина пленки 20 *мкм*). При соответствующем выборе диаметров колец достигаемый температурный коэффициент составляет 0,3% на 1° С. В пределах 0—90° С изменение коэффициента тензочувствительности равно ±2%. Чтобы получить одинаковый нагрев колец током, толщины колец взяты обратно пропорциональными их диаметрам.

В случае биморфного элемента (рис. XII.9, *б*) термокомпенсация достигается применением двух одинаковых по размерам пластинок монокристалла *n*- и *p*-типа. Температурная погрешность при использовании германия снижена до 0,1—0,2% на 1° С при ±50°С. Еще лучшие результаты получаются с кремниевыми биморфными элементами.

8. ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКИЕ ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Электрохимические ЭАП основаны на использовании обратимых электрохимических процессов в растворах электролитов и в полярных жидкостях. В отличие от твердотельных преобразователей носителями зарядов в рассматриваемых системах являются ионы в жидкостях, отличающиеся значительно меньшей подвижностью, чем электроны в твердых телах. Поэтому построенные с использованием таких преобразователей датчики механических величин и акустические приемники обладают наибольшими преимуществами главным образом в области относительно низких частот при медленно изменяющихся сигналах. В то же время чувствительность таких преобразователей высока, а потребляемые мощности незначительны. Важным достоинством таких ЭАП является независимость их характеристик от внешнего статического давления в очень широких диапазонах последнего, что существенно в некоторых технологических процессах, при исследованиях на больших глубинах океанов и др.

По роду используемых электрохимических явлений электрохимические ЭАП подразделяются на две основные группы (табл. XII. 2):

1) электролитические (концентрационные), основанные на изменении распределения концентраций компонентов раствора вблизи электродов под влиянием механических воздействий;

2) электрокинетические, в которых используются процессы, протекающие на границах раздела фаз полярная жидкость — твердый диэлектрик при их относительном перемещении.

Ко второй группе, кроме того, относят ЭАП, основанные на изменении параметров двойного электрического слоя на границе раздела двух жидких фаз при ее деформации под влиянием механических воздействий.

В обеих группах преобразователей электроды служат лишь для подвода и отвода электронов от рабочей жидкости. На них не происходит (в нормальных условиях) осаждения или растворения вещества.

Электрохимический преобразователь первой группы в одном из вариантов исполнения (рис. XII.10, *а*) представляет собой геометрическую электрохимическую ячейку с изоляционной оболочкой *1* и инертными электродами — анодами *2* и катодом *3*. Ячейка закрыта на концах гибкими мембранами *4* и заполнена раствором электролита, содержащим окисленные и восстановленные формы ионов, а также ионами, не участвующими в электродных реакциях, но обеспечивающими высокую электропроводность электролита. На катоде идет процесс восстановления содержащейся в растворе окисленной формы ионов, а на аноде — окисления восстановленной формы. Например,

$$I_3^- + 2e^- \rightarrow 3I \text{ (на катоде)};$$

$$3I^- - 2e^- \rightarrow I_3^- \text{ (на аноде)}.$$

Таблица XII.2

Электрохимические преобразователи

Тип преобразователя	Эффект, используемый для преобразования	Выходная физическая величина	Способ считывания	Наименование и назначение элемента
Электролитические концентрационные	Изменение распределения концентрации компонентов электролита по объему электрохимической ячейки	Изменение концентрационной э. д. с. Изменение предельного тока диффузии Изменение оптической плотности электролита	Электрический (по напряжению между электродами) Электрический (по постоянному или переменному выходному току) Оптоэлектронный	Механо-электрические концентрационные преобразователи и др.
Электрокинетические	Протекание полярной жидкости через пористый диэлектрик под действием разности потенциалов	Изменение количества протекшей жидкости Изменение скорости течения или давления	Электрический, оптоэлектронный (в интеграторах, вольтметрах и др.)	Электроосмотический микронасос, микродозатор, интегратор, запоминающий вольтметр и др.
	Возникновение разности потенциалов при протекании полярной жидкости через пористый диэлектрик	Изменение потенциала протекания	Электрический	Акустический приемник, сейсмоприемник, вибоприемник
	Деформация границы двух жидких фаз под действием разности потенциалов	Перемещение жидкости в капилляре	Электрический	Модулятор, возбудитель механических колебаний и др.
	Возникновение разности потенциалов при действии механических сил на границу двух жидких фаз	Изменение электрокапиллярного потенциала	Электрический	Акселерометр, виброприемник и др.

Соотношение компонентов раствора выбирают таким, чтобы ионы I_3^- являлись неосновными носителями и, следовательно, сопротивление прохождению тока через ячейку определялось процессами у катода.

Характеристики электрохимического преобразователя зависят в основном от эффективности преобразования скорости гидродинамического потока в электрический сигнал. При воздействии на мембраны приемника, например, при возникновении градиента давления в направлении продольной оси катодного канала, электролит перетекает через этот канал из одной камеры преобразователя в другую, что приводит к увеличению подвода к катоду неосновных

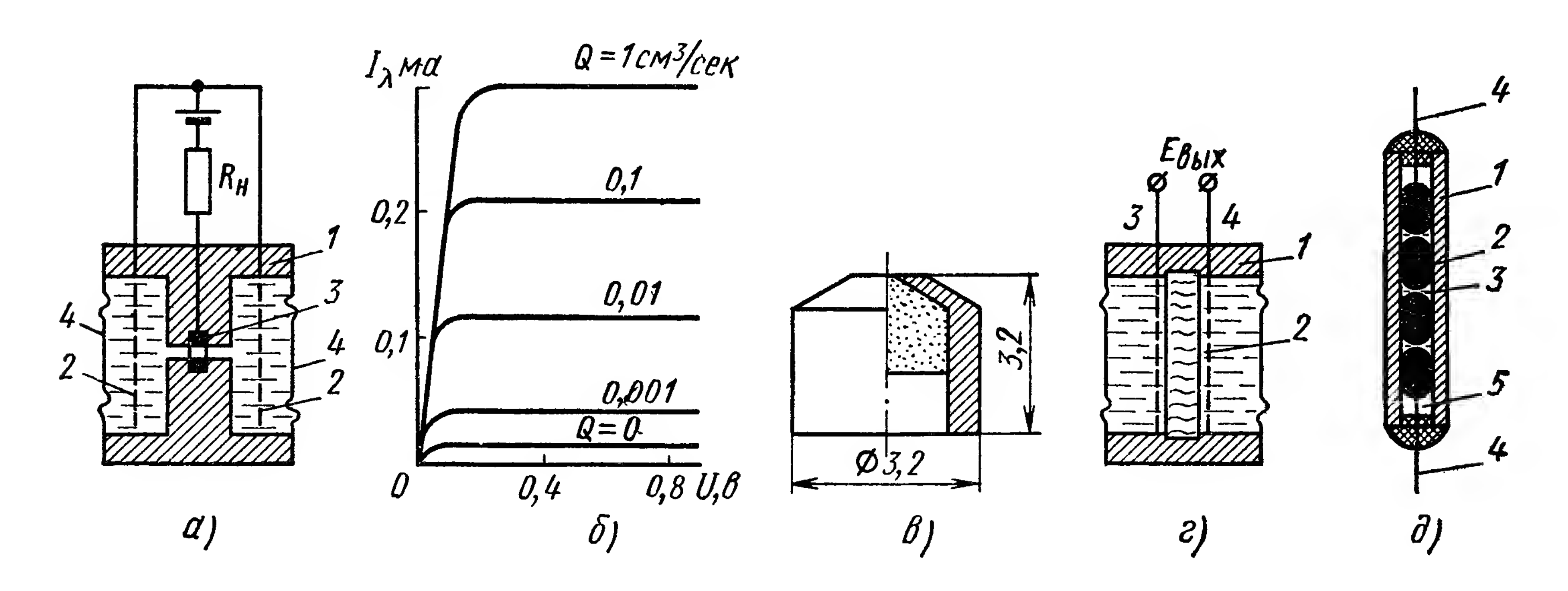


Рис. XII. 10. Электрохимические ЭАП:

а — схема устройства концентрационного (жидкофазного) преобразователя; *б* — его вольт-амперные характеристики; *в* — пористый катод линейного концентрационного преобразователя; *г* — электрокинетический преобразователь (*1* — корпус; *2* — пористая перегородка; *3*, *4* — электроды); *д* — капиллярный ртутно-электролитический преобразователь (*1* — капилляр, *2* — столбик ртути; *3* — электролит; *4* — выводы; *5* — газовые пузырьки)

носителей, диффундирующих к поверхности катода, а следовательно, возрастает и ток через ячейку. Из вольт-амперных характеристик преобразователя (рис. XII.10, *б*) следует, что ток диффузии растет с увеличением скорости перетекания раствора. Зависимость тока от расхода электролита Q определяется конструктивными формами и размерами катода [4]

$$I_d \approx kQ^n, \qquad \text{(XII.22)}$$

где для различных конфигураций канала катода: $n = 0{,}3 \div 1$. Теоретически, для случая, когда катод выстилает изнутри стенки цилиндрического канала с радиусом a, причем длина катода l меньше длины канала, а раствор электролита течет в режиме Гагена — Пуазейля, выражение для диффузионного тока имеет вид

$$I_d = 1{,}3zeDC^{\circ}2\pi a\,(v_0 l^2/Da)^{\frac{1}{3}}, \qquad \text{(XII.23)}$$

где z — валентность иона;

e — заряд электрона;

D — коэффициент диффузии;

C^o — концентрация неосновного носителя в свободном объеме;

v_0 — средняя скорость течения раствора в канале.

Уравнение (XII.23) справедливо в том случае, если толщина диффузионного слоя, определяемая формулой

$$\delta = 1{,}2 \sqrt[3]{Dxa/v_0},$$

много меньше диаметра канала (здесь x — расстояние по направлению течения от переднего края катода, на который набегает раствор из свободного объема камеры).

Линейная зависимость тока преобразователя от скорости потока жидкости обеспечивается при такой его конструкции, когда все неосновные носители из потока, протекающего по каналу, успевают прореагировать на катоде. Практически этот результат достигается с пористыми (губчатыми) катодами (рис. XII.10, *в*). Включение двух таких катодов, установленных по концам канала, по балансной схеме обеспечивает получение на выходе переменного сигнала, изменяющегося по тому же закону, что и градиент давления на входе приемника.

Характеристика вход — выход для случая линейной зависимости имеет вид

$$I_{вых} = \frac{K(l, a)}{\mu} C^o \Delta p_{вх}, \qquad \text{(XII.24)}$$

где K — коэффициент, зависящий от конструктивной формы и геометрических размеров катодного канала;

C^o — концентрация неосновных носителей в свободном объеме электролита;

μ — динамическая вязкость раствора;

$\Delta p_{вх}$ — разность давлений по концам канала.

Верхняя граница рабочего диапазона частот преобразователей определяется временем установления. Согласно теории конвективной диффузии это время может быть найдено из выражения

$$\tau \approx \frac{\delta^2}{D}$$

или, учитывая, что ток диффузии

$$I_d = \frac{DC^o zeS}{\delta};$$

$$\tau \approx D\left(\frac{zeC^o S}{I_d}\right)^2,$$

где S — площадь активной поверхности катода.

У преобразователей с коротким катодным каналом, у которых $l \ll a$, верхний предел рабочего диапазона частот составляет несколько десятков герц. При применении пористого катода указанный предел падает по крайней мере на порядок величины (до 1 *гц* и менее), так как в этом случае толщина диффузионного слоя совпадает с радиусом пор.

Преобразователь относится к нерезонансному типу. В области рабочего диапазона частот его амплитудная частотная характеристика (при активной нагрузке) определяется только механической постоянной времени $\tau_м$, зависящей от гибкости мембран и от гидродинамического сопротивления катодного канала.

Электрокинетические приемники (см. табл. XII. 2) внешне сходны с концентрационными, но рабочей жидкостью здесь служит органическое вещество с высоким диэлектрическим коэффициентом (ацетон, пропионитрил и т. п.), а вместо перегородки с катодным каналом устанавливается стеклянная пористая перегородка, прикрытая с обеих сторон сетчатыми электродами, которые служат для получения выходного сигнала.

Характеристика вход — выход электрокинетических преобразователей линейна в широком диапазоне амплитуд (100—120 *дб*).

Для холостого хода [4]:

$$E_{вых} = \frac{K_{экп}\xi\varepsilon\Delta p_{вх}}{4\pi\mu\lambda_\sigma}, \qquad (XII.25)$$

где ξ — электрокинетический потенциал;

ε, μ, λ_δ — диэлектрический коэффициент, динамическая вязкость и результирующая электропроводность рабочей жидкости;

$K_{экп}$ — коэффициент, учитывающий гидродинамические параметры перегородки.

Амплитудно-частотная характеристика этого преобразователя (для не слишком высоких частот)

$$E_m = \frac{\xi\varepsilon}{4\pi\mu\lambda_\sigma}\,\frac{\omega\tau_м\Delta p_m}{\sqrt{1+(\omega\tau_м)^2}}, \qquad (XII.26)$$

где $\tau_м$ — его механическая постоянная времени.

Капиллярные ртутно-электролитические преобразователи изготавливаются из стеклянных капилляров, наполненных вперемежку столбиками ртути и сильного электролита. Действие механических колебаний нарушает состояние электрохимического равновесия междуфазных границ ртуть — электролит и приводит к появлению переменного напряжения на выводах, соединяемых с крайними каплями ртути в капилляре.

В отличие от только что рассмотренных электрокапиллярные преобразователи относятся к резонансному типу. Резонансная частота их определяется массой жидкости, поверхностным натяжением на границах фаз и объемами газового пространства в закрытом по концам капилляре.

Резонансная частота

$$\omega_0 \approx \sqrt{\frac{\gamma p_0 (l_3+l_4)}{l_3 l_4 (\rho_1 l_1 + \rho_2 l_2)} + \frac{2\pi(\sigma_1+\sigma_2)}{S_к(\rho_1 l_1 + \rho_2 l_2)}}, \qquad (XII.27)$$

где γ — показатель адиабаты;

p_0 — давление в газовых объемах ячейки в состоянии равновесия;

Таблица XII.3

Характеристики электрохимических преобразователей

Электрохимические преобразователи	Области применения	Входные величины	Выходные величины	Частотные диапазоны; резонансная частота	Чувствительность
1. Электролитические концентрационные	Градиентные гидроакустические приемники и сейсмоприемники. Датчики малых перемещений	$\Delta p_{\sim} = 1 \div 10^3$ *н/м²* Порог чувствительности по смещению $1 \div 10$ Å	Линейный диапазон ~ 40 *дб* Пороговый ток 10^{-5} *а* Максимальный ток 10^{-3} *а*, $R_{вых} \approx 1$ *ком*	От $\Delta f = 0{,}001 \div 1$ *гц* до $\Delta f = 0{,}01 \div 100$ *гц*	$10^{-6} \div 10^{-4} \frac{а}{н/м^2}$ (в зависимости от конструкции)
	Безмембранные датчики угловых и линейных ускорений	$0{,}1 \div 10$ *рад/сек²* $1 \div 100$ *м/сек²*	Максимальное напряжение 0,6 *в*, $R_{вых} \approx 1$ *ком*	$\Delta f = 0{,}01 \div 1$ *гц*	$10^{-4} \frac{а}{рад/сек^2}$ $10^{-5} \frac{а}{м/сек^2}$
2 Электрокинетические	Градиентные гидроакустические приемники и сейсмоприемники	Порог чувствительности ~ 1 *м/сек²*	Линейный диапазон 100—120 *дб* $R_{вых} \approx 10 \div 100$ *ком*	От $\Delta f = 0{,}1 \div 1$ *гц* до $\Delta f = 10 \div 10^5$ *гц*	$10^{-5} \div 10^{-3} \frac{в}{н/м^2}$ (в зависимости от конструкции)
3. Ртутно-капиллярные (многофазные)	Датчики ускорений, вибродатчики	Первый линейный диапазон до ~ 30 *мкм*	На первом линейном диапазоне до 1 *в*, $R_{вых} \approx 30 \div 50$ *ком*	$f_{рез} \approx 50 \div 500$ *гц*	$10^4 \div 10^5 \frac{в}{м}$

l_1, l_2 и ρ_1, ρ_2 — длины и плотности столбиков ртути и электролита;

l_3, l_4 — длины столбиков газа;

σ_1, σ_2 — поверхностное натяжение ртутных менисков.

Амплитудно-частотная характеристика

$$S_U(\Omega)=\frac{\Omega M\varepsilon_м S_0 R_н}{r\sqrt{\Omega^2M^2+\left[h^2+\left(\frac{S_0M}{C_0r}\right)^2-2MK\right]+\frac{1}{\Omega}\left[2\left(h+\frac{S_0M}{C_0r}\right)\frac{k_м\varepsilon_м}{r}-\frac{S_1^2}{C_0^2r^2}(2MK-h^2)+K^2\right]}}, \quad (XII.28)$$

где r и h — электрический и механический диссипативные коэффициенты;

M — подвижная масса;

K — суммарная жесткость системы;

$\varepsilon_м$ — электромеханический коэффициент связи;

S_0 и C_0 — равновесная площадь и электрическая емкость границы фаз;

$R_н$ — сопротивление нагрузки;

$k_м$ — числовой коэффициент.

Основные параметры некоторых типов электрохимических преобразователей даны в табл. XII.3. Указанные элементы применяются в качестве градиентных акустических приемников и приемников давления низкой и инфранизкой частоты, вибродатчиков, сейсмодатчиков, датчиков волнографов, датчиков медико-биологических параметров.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Агейкин Д. И., Костина Е. Н., Кузнецова Н. Н.** Датчики контроля и регулирования. М., Изд. «Машиностроение», 1965, 928 с.
2. **Балашов А. Н., Урманчеев Л. М., Шорыгин А. П.** О влиянии переменных ускорений на границу раздела ртуть — электролит в узком капилляре. — «Электрохимия», вып. 6, 1969, № 5, 699 с.
3. **Бергман Л.** Ультразвук и его применение в науке и технике. Пер. с нем. Под ред. В. С. Григорьева и А. Д. Розенберга. М, ИЛ, 1957, 726 с.
4. **Боровков В. С. и др.** Электрохимические преобразователи первичной информации. М., изд-во «Машиностроение», 1969, 196 с.
5. **Ильинская Л. С., Подмарьков А. Н.** Полупроводниковые тензодатчики. М. — Л., изд-во «Энергия», 1966, 118 с.
6. **Касимзаде М. С.** Электрическое моделирование электрокинематических преобразователей. «Автометрия», 1968, № 6, с. 35.
7. **Кэндинг П.** Последние достижения в разработке преобразователей. (В книге «Подводная акустика»). М., изд-во «Мир», 1970, 495 с.
8. **Лидеренко Н. С. и др.** Электрохимические датчики для приема акустических сигналов и измерения малых перемещений. «Электротехника», 1965, № 3.
9. **Скучик Е.** Простые и сложные колебательные системы. Пер. с англ. Под ред. Л. М. Лямшева. М., изд-во «Мир», 1971, 258 с.
10. **Сотсков Б. С.** Основы расчета и проектирования электромеханических элементов автоматических и телемеханических устройств. М. — Л., изд-во «Энергия», 1965, 576 с.
11. **Тюрин А. М., Сташкевич А. П., Таранов Э. С.** Основы гидроакустики Л., изд-во «Судостроение», 1966, 295 с.

12. **Харкевич А. А.** Избранные труды. Т. 1. Теория электроакустических преобразователей М. изд-во «Наука», 1973, 398 с.

13. **Шорыгин А. П.** Электрохимические преобразователи; классификация, основные особенности. ЭИКА, вып. 5, изд-во «Энергия», 1967.

14. **Шорыгин А. П.** Сравнительные устройства, основные характеристики и области применения электрохимических преобразователей. Доклад на IV конгрессе ИФАК (Варшава, ПНР, 1969 г.). Изд-во ПАН, 1969.

15. **Шорыгин А. П., Балашев А. Н.** Характеристики капиллярного ртутно-электролитического преобразователя. «Электрохимия», вып. II, 1970, № 6, 1663 с.

16. **Edwars W. D., Beaulieu R. P.** Germanium Piesoresistive Element on a Flexible Substrate. J. Sc. Instr. 1969, 2, N 7, p. 613.

17. **C. W. Larkam.** Theoretical Analysis of the Solion Polarised Cathode Acoustic Linear Transduser, JASA, 1965. 37, N. 4, p. 664.

18. **Paul L. J.** Kandler, The Planar Transducers «Appl. Phys, Letters», 1966, 9, N. 3, p. 129.

19. **Sessler G.** M., W e s t J. E. Foil — Electret Microphones. «JASA», 1966. 46, N. 6, p. 1433,

20. **Schulein R. B.** A Capacitor Microphotone System Using Semiconductor Devices, «Audio», 1966, 50, N. 10, p. 104.

РАЗДЕЛ II

ПРЕОБРАЗУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ И УСТРОЙСТВА

Во втором разделе рассматриваются преобразующие устройства автоматики, которые выполняют функции, связанные с согласованием элементов и эквивалентным преобразованием сигнала одной физической природы к виду, более удобному для выработки регулирующего воздействия.

В гл. XIII предлагается классификация преобразующих устройств и рассматриваются основные особенности преобразования сигналов при их прохождении через преобразующие элементы.

Рассматриваемые преобразователи классифицируются на три группы. Преобразующие устройства первой группы осуществляют эквивалентное преобразование электрических сигналов как модулированных, так и немодулированных в различные физические величины, изменяющиеся в соответствии с входными сигналами. К преобразователям этой группы относятся электронные амплитудные модуляторы и демодуляторы, компараторы, широтно-импульсные модуляторы и др., рассматриваемые в гл. XIV.

К устройствам второй группы относятся преобразователи давлений, усилий, вращающих моментов и др., широко применяемые в промышленных САР (гл. XV). Входными воздействиями таких преобразователей являются механические величины, выходными — электрические немодулированные и модулированные сигналы или соответствующие линейные или угловые перемещения.

Третью группу элементов составляют устройства, осуществляющие преобразование линейных и угловых перемещений, как правило, в электрические немодулированные и модулированные сигналы (гл. XVI). Наибольшей точностью обладают преобразователи угловых перемещений с электрической редукцией, многополюсные сельсины, индукционные и емкостные редуктосины, индуктосины и др.).

Применение принципа электрической редукции является основным направлением при создании прецизионных систем управления, статическая погрешность которых менее 1 угл. мин.

Преобразователи тепловых и световых величин, а также преобразователи ядерных излучений, являющиеся элементами соответствующих измерительных устройств, рассмотрены в первом разделе книги.

ГЛАВА XIII

ПРЕОБРАЗУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

В автоматике преобразующими устройствами (преобразователями) называют такие элементы, которые непосредственно не выполняют функций измерения регулируемых параметров, усиления сигналов или коррекции свойств системы в целом и не оказывают прямого воздействия на регулирующий орган или управляемый объект. Преобразующие устройства (ПУ) в автоматике являются промежуточными и выполняют вспомогательные функции, связанные с эквивалентным преобразованием величины одной физической природы в форму, более удобную для формирования регулирующего воздействия или с целью согласования устройств, различающихся по виду энергии на выходе одного и входе другого устройства [5].

1. НАЗНАЧЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ ПРЕОБРАЗУЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Преобразующее устройство может рассматриваться как пассивный электрический или обобщенный четырехполюсник [1] (линейный или нелинейный), имеющий вход и выход. Понятие обобщенного четырехполюсника — устройства, характеризующегося двумя входными и двумя выходными физическими величинами (сигналами), попарные произведения которых имеют размерность мощности — можно распространить на электромеханические, пневмомеханические, электропневматические и другие преобразователи.

На входе обобщенного четырехполюсника как аналога *ПУ* действует входной преобразуемый сигнал, на выходе — формируется выходной преобразованный сигнал (воздействие).

Электрический четырехполюсник рассматривается как расчетная модель *ПУ*, на входе и выходе которого действуют электрические сигналы. Обобщенный четырехполюсник — расчетная модель *ПУ*, на входе и выходе которого действуют различные комбинации физических сигналов и воздействий (например, давление на входе — линейное перемещение на выходе; линейное или угловое перемеще-

---

[1] Красовский А. А., Поспелов Г. С. Основы автоматики и технической кибернетики. М. — Л. Госэнергоиздат, 1962.

ние на входе — электрический сигнал на выходе; температура на входе — электрический сигнал на выходе и т. д.).

Назначение *ПУ*. Назначение и применение преобразующих устройств в САР определяются двумя требованиями.

Во-первых, *ПУ* предназначаются для эквивалентного преобразования сигнала без изменения вида энергии или его физической природы на входе и выходе преобразователя. Эквивалентность преобразования, а также погрешности, связанные с таким преобразованием, могут быть оценены по спектральным характеристикам входного и выходного сигналов. Функциональное назначение *ПУ* этого типа — преобразование сигнала с выхода одного устройства в соответствующий сигнал, дальнейшее использование которого при формировании регулирующего воздействия является более целесообразным.

Преобразующее устройство, осуществляющее эквивалентное преобразование низкочастотного сигнала в высокочастотный без изменения вида энергии или его физической природы, называется модулятором. Устройство, выполняющее обратное преобразование высокочастотного сигнала в низкочастотный без изменения его физической природы, называется демодулятором.

Во-вторых, преобразующее устройство предназначается для согласования двух устройств САР при эквивалентном преобразовании сигналов на входе и выходе преобразователя, различных по своей физической природе. Соответствие между этими сигналами также оценивается по их спектрам.

Первое из рассмотренных выше требований связано со следующей особенностью САР. Выходные сигналы широкого класса измерительных устройств — датчиков первичной информации — являются электрическими, имеющими низкочастотный[1] амплитудный спектр. Применение усилителей постоянного тока (УПТ) для усиления низкочастотных сигналов в ряде случаев оказывается нецелесообразным из-за таких специфических недостатков УПТ, как дрейф нуля, необходимость в специальных высокостабильных источниках питания и др. Использование усилителей переменного тока требует включения в схему модулятора, осуществляющего эквивалентное преобразование низкочастотного сигнала в модулированный.

Второе требование связано с тем, что управление такими усилителями мощности САР, как гидравлическими и газовыми, осуществляется с помощью электромеханических преобразователей, которые преобразуют электрический сигнал в линейное или угловое перемещение управляющего элемента усилителя (золотника, струйной трубки, заслонки и т. д.).

В некоторых случаях функции преобразования низкочастотного сигнала в высокочастотный (или наоборот) и усиления сигнала осу-

---

[1] Под низкочастотным диапазоном понимается частотный диапазон, начинающийся от $\omega = 0$.

ществляется одним устройством — усилителем-модулятором (или усилителем-демодулятором). Например, для усиления электрического сигнала по мощности используют усилители с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), обладающие высокой энергоемкостью, а также стабильностью характеристик. Такие усилители осуществляют импульсную модуляцию сигнала с одновременным усилением его по мощности. Аналогичные функции может выполнять и магнитный усилитель — модулятор.

Классификация *ПУ*. В данном разделе книги принята классификация *ПУ* в зависимости от физической природы сигналов на входе преобразователя, являющаяся наиболее распространенной. В соответствии с этим *ПУ* подразделяются на три группы[1]:

преобразователи электрических сигналов;

преобразователи усилий, моментов, давлений;

преобразователи линейных и угловых перемещений.

Входными величинами преобразователей электрических сигналов являются напряжение и ток (немодулированные или модулированные, вид модуляции — гармонический или импульсный). Выходными величинами таких преобразователей могут быть различные физические величины в зависимости от принципа действия и назначения *ПУ*. Например, на входе — напряжение, ток (как немодулированные, так и модулированные), на выходе — перемещение, усилие, момент и т. д. (как правило, немодулированные). К преобразователям электрических сигналов относятся модуляторы с гармонической модуляцией (АМ, ЧМ и ФМ); модуляторы с импульсной модуляцией (АИМ, ШИМ, ФИМ и ЧИМ), демодуляторы; импульсные экстраполяторы; электромеханические преобразователи и др.

Входными воздействиями преобразователей усилий, моментов, давлений и др. являются соответствующие механические величины, выходными — электрические сигналы (немодулированные и модулированные) или линейные и угловые перемещения.

Преобразователь усилий, моментов, давлений может выполнять функции соответствующего измерительного устройства, если усилие, момент или давление является регулируемым параметром САР. Так, например, когда регулируемым параметром системы является давление, а функции усилительного устройства выполняет распределитель типа сопло — заслонка, то мембранный преобразователь, входными величинами которого являются давление и уставка, а выходной величиной — перемещение, одновременно выполняет функции преобразующего и измерительного устройств.

К преобразователям усилий, моментов и давлений относятся следующие ПУ: мембранные, струнные, электронные, а также пьезоэлектрические, магнитострикционные тензопреобразователи и др.

Преобразующие устройства линейных и угловых перемещений осуществляют преобразование соответствующих величин, как пра-

---

[1] См. гл. XIV—XVI.

вило, в электрические сигналы, функционально связанные с входными механическими величинами.

К преобразователям линейных и угловых перемещений относятся следующие ПУ: электроконтактные, потенциометрические, индукционные (в том числе разнообразные сельсины), индуктивные, емкостные, электролитические и др. Если регулируемым параметром системы является линейное или угловое перемещение объекта, то при использовании соответствующей схемы соединения нескольких ПУ преобразователь линейных или угловых перемещений может выполнять функции измерительного устройства.

Далее рассматриваются особенности амплитудной модуляции, которая осуществляется различными преобразующими устройствами САР.

2. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СПЕКТРОВ ПРИ ПРОХОЖДЕНИИ СИГНАЛОВ ЧЕРЕЗ МОДУЛЯТОР

Амплитудная небалансная модуляция. Выражение для выходного сигнала преобразователя $y(t)$ можно записать следующим образом:

$$y(t) = f(t) + my_1(t) = [1 + mx(t)]\, f(t), \qquad (XIII.1)$$

где

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega_н t + b_k \sin k\omega_н t) =$$

$$= c_0 + 2\sum_{k=1}^{\infty} |c_k| \cos(k\omega_н t - \varphi_k) = \sum_{-\infty}^{\infty} c_k e^{jk\omega_н t};$$

$$y_1(t) = x(t)\, f(t),$$

где m — коэффициент амплитудной модуляции, выбираемый из условия $1 + mx(t) \geqslant 0$ для любых t;

$x(t)$ — входной сигнал модулятора;

$f(t)$ — функция модуляции, т. е. периодическая функция с периодом T.

В этом случае преобразователь называется небалансным модулятором, или модулятором с несущей частотой [3].

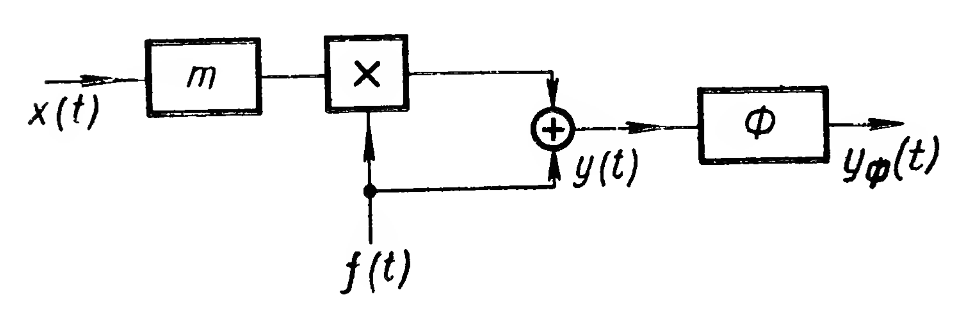


Рис. XIII.1. Структурное изображение амплитудной небалансной модуляции:

$Ф$ — фильтр; m — коэффициент амплитудной модуляции.

Структурная схема, соответствующая выражению (XIII.1), приведена на рис. XIII.1.

В качестве функций модуляции наиболее часто используются следующие:

$$f(t)=\begin{cases} A \text{ при } k\cdot T-\frac{T_1}{2}<t<k\cdot T+\frac{T_1}{2} \\ 0 \text{ при других значениях } t, \end{cases} \quad \text{(XIII.2)}$$

или

$$f(t)=\begin{cases} A \text{ при } k\cdot T-\frac{T}{4}<t<k\cdot T+\frac{T}{4}; \\ -A \text{ при других значениях } t, \end{cases} \quad \text{(XIII.3)}$$

или

$$f(t)=A\cos\frac{2\pi}{T}t, \quad \text{(XIII.4)}$$

где $k = \ldots -2, -1, 0, 1, 2, \ldots$.

Указанные функции модуляции изображены на рис. XIII.2, а выходные сигналы модулятора на рис. XIII.3. Функция (XIII.2)

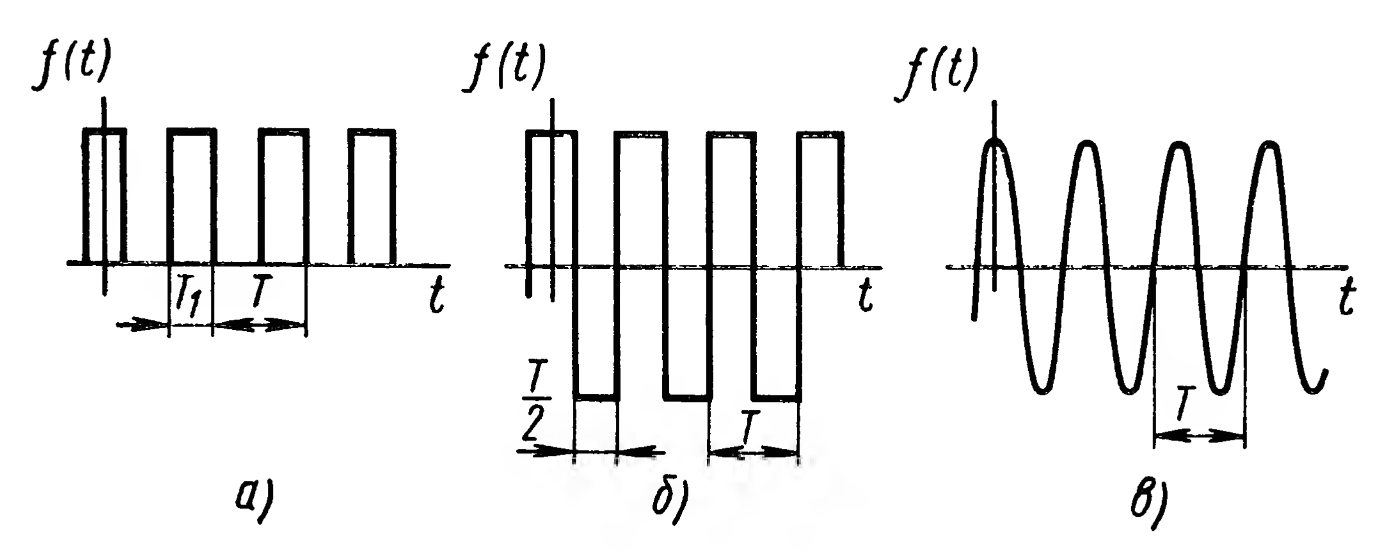


Рис. XIII.2. Вид функций модуляции:

а — последовательность прямоугольных импульсов; *б* — симметричная последовательность прямоугольных импульсов; *в* — гармоническая

определяет однополупериодное преобразование (при $T_1 = \frac{T}{2}$), а функции (XIII.3) и (XIII.4) — двухполупериодное.

Разложения в ряд Фурье для функций модуляции (XIII.2), (XIII.3) записываются соответственно в виде

$$f(t)=A\cdot\frac{T_1}{T}\left[1+2\cdot\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\sin k\omega_н\frac{T_1}{2}}{k\omega_н\frac{T_1}{2}}\cdot\cos k\omega_н t\right]; \quad \text{(XIII.5)}$$

$$f(t)=2A\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\sin k\frac{\pi}{2}}{k\frac{\pi}{2}}\cdot\cos k\omega_н t. \quad \text{(XIII.6)}$$

Вычислим спектр выходного сигнала $y(t)$ модулятора.

С учетом периодичности функции модуляции соотношение (XIII.1) можно записать в виде

$$y(t) = [1 + mx(t)] \sum_{-\infty}^{+\infty} c_k e^{jk\omega_н t} = \sum_{-\infty}^{+\infty} c_k e^{jk\omega_н t} + m \sum_{-\infty}^{+\infty} c_k x(t) e^{jk\omega_н t}. \tag{XIII.7}$$

Анализ полученного выражения показывает, что в результирующем выходном спектре $Y(j\omega)$ сигнала $y(t)$ в явном виде содержится $F(j\omega)$ функции модуляции $f(t)$. Другая часть спектра полу-

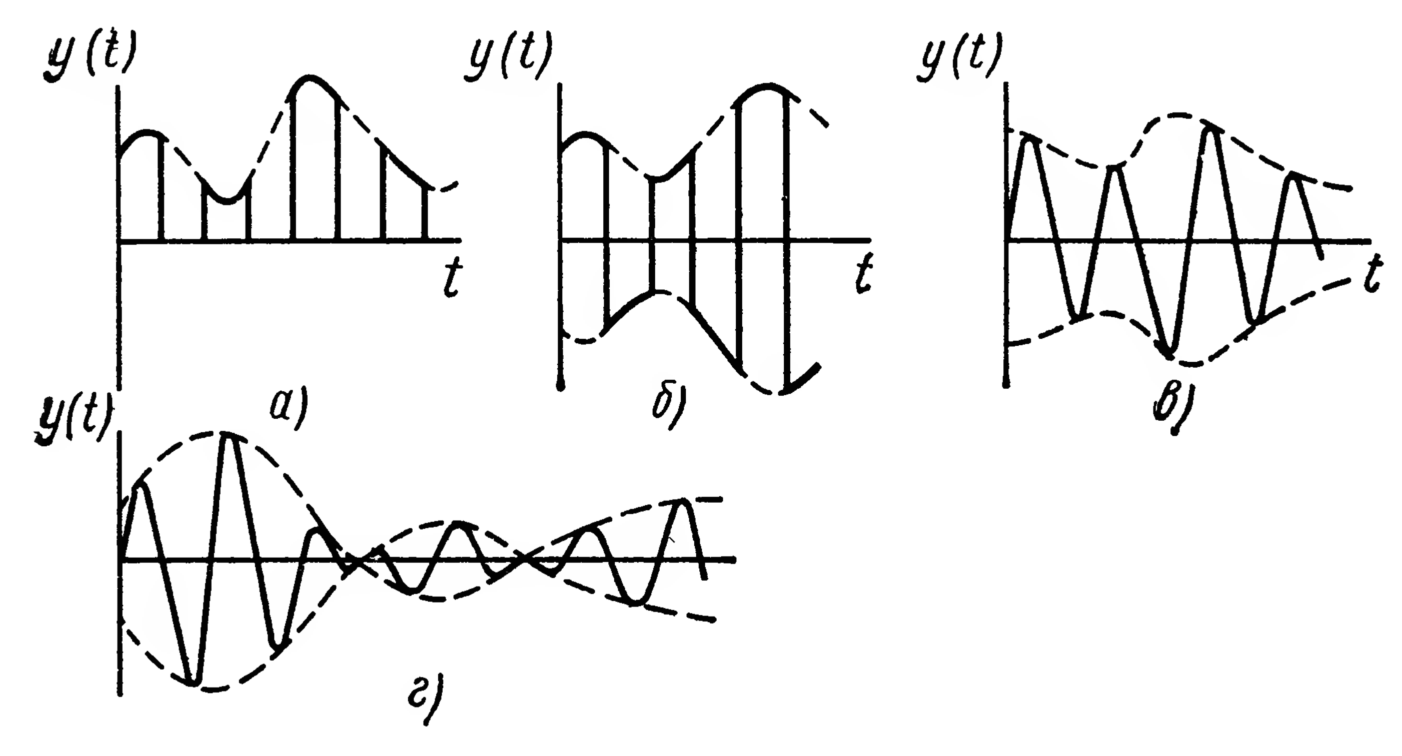


Рис. XIII.3. Выходной сигнал модулятора (небалансная модуляция):

а — при функции модуляции — прямоугольная последовательность импульсов; *б* — при функции модуляции — симметричная последовательность прямоугольных импульсов; *в* — при гармонической функции модуляции; *г* — при перемодуляции

чается переносом спектра $X(j\omega)$ входного сигнала $x(t)$ по оси частот. Действительно, преобразование Фурье от второго слагаемого в выражении (XIII.7) имеет вид:

$$m \int_{-\infty}^{+\infty} \sum c_k x(t) \cdot e^{jk\omega_н t} \cdot e^{-j\omega t} dt = m \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_k X[j(\omega - k\omega_н)], \tag{XIII.8}$$

поэтому спектр выходного сигнала

$$Y(j\omega) = F(j\omega) + m \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_k X[j(\omega - k\omega_н)]. \tag{XIII.9}$$

На рис. XIII.4 приведены амплитудные спектры выходных сигналов для трех различных функций модуляции $f(t)$. Уравнения для огибающих этих спектров определяются соотношениями (XIII.5, XIII.6).

Рабочим диапазоном является диапазон частот вблизи несущей частоты $\omega_н$ и только в случае функции модуляции вида (XIII.4) в спектре выходного сигнала не будет содержаться дополнительных составляющих. В общем случае применяют полосовой фильтр в об-

ласти несущей частоты. На рис. XIII.4 диапазон частот полосового фильтра заштрихован.

Применение функций модуляции (XIII.4) не требует фильтрации выходного сигнала, но функции (XIII.2) и (XIII.3) более просты при их формировании; ниже будут даны примеры модуляторов такого рода. Следует отметить, что часто роль фильтра выполняет последующее устройство или объект регулирования.

Спектральный подход позволяет интерпретировать известную теорему В. А. Котельникова следующим образом. Для восстановления входного сигнала $x(t)$ из модулированного $y(t)$, необходимо,

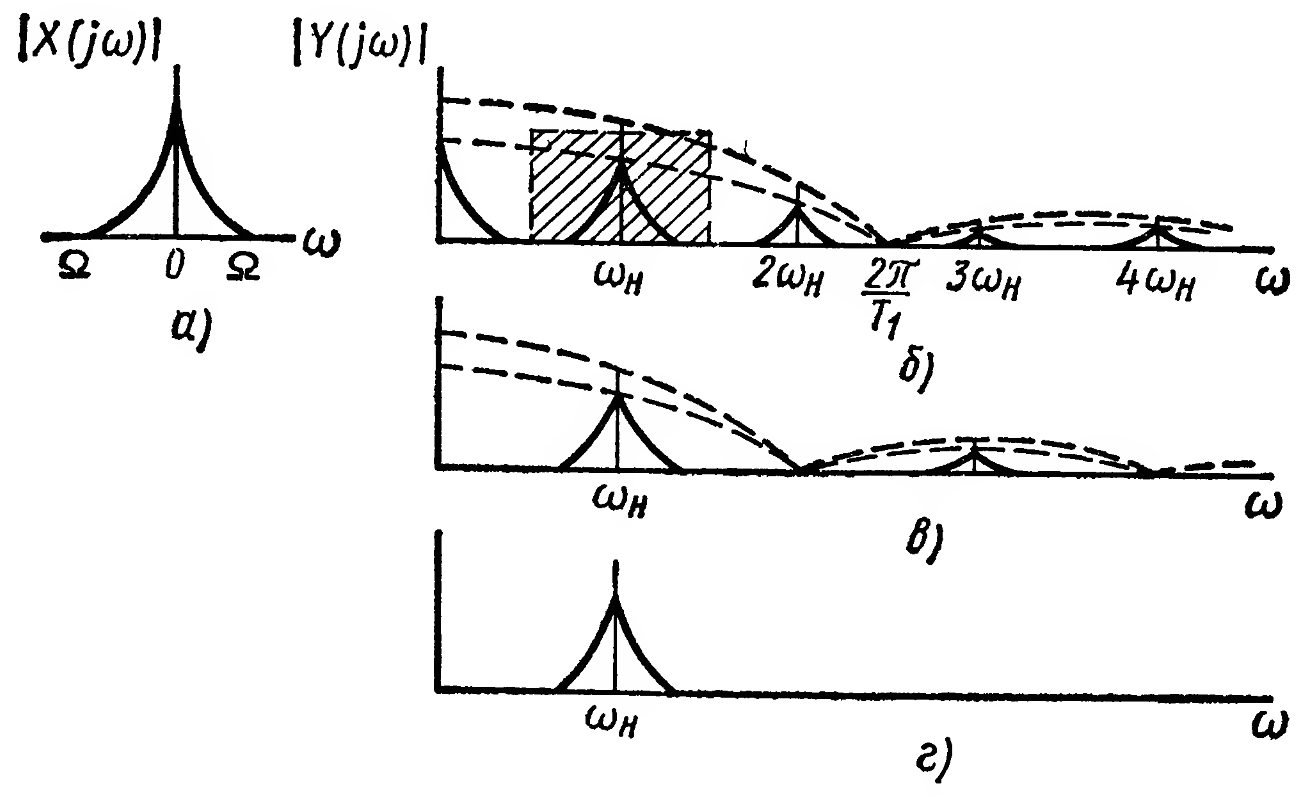


Рис. XIII.4. Амплитудные спектры:

а — входного сигнала модулятора; *б* — выходного сигнала при функции модуляции — последовательность прямоугольных импульсов; *в* — выходного сигнала при функции модуляции — симметричная последовательность прямоугольных импульсов; *г* — выходного сигнала при гармонической функции модуляции

чтобы основная (несущая) частота $\omega_н$ была по крайней мере в 2 раза больше максимальной частоты Ω спектра входного сигнала, т. е. $\omega_н \geqslant 2\Omega$ [4].

Рассмотрим еще одно свойство амплитудной небалансной модуляции — свойство линейности преобразования. Действительно, если входной сигнал

$$x(t) = \sum_{i=1}^{N} x_i(t),$$

то выходной сигнал и, соответственно, спектр выходного сигнала будут иметь вид

$$y(t) = f(t) + m\sum_{i=1}^{N} x_i(t)\cdot f(t) = f(t) + m\sum_{i=1}^{N} y_{1i}(t)$$

и

$$Y(j\omega) = F(j\omega) + m\sum_{i=1}^{N} Y_{1i}(j\omega),$$

где

$$Y_{1i}(j\omega)=\sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_k X_i\,[j(\omega-k\omega_н)].$$

Свойство линейности позволяет получать спектр выходного сигнала для аддитивного входного сигнала.

При амплитудной небалансной модуляции важно, чтобы выполнялось условие $1+m\cdot x(t)\geqslant 0$ для любых t, что исключает перемодуляцию. На рис. XIII.3, *г* показан пример перемодулированного сигнала.

С учетом фильтрации выходной спектр модулятора

$$Y(j\omega)=c_1\delta(\omega-\omega_н)+c_1^*\delta(\omega+\omega_н)+c_1X\,[j(\omega-\omega_н)]+ \\ +c_1^*\cdot X\,[j(\omega+\omega_н)], \qquad (XIII.10)$$

где c_1 и c_1^* — комплексно-сопряженные числа.

Амплитудная балансная модуляция. Выражение для выходного сигнала $y(t)$ преобразователя (модулятора) можно записать в виде

$$y(t)=x(t)\cdot f(t), \qquad (XIII.11)$$

где $f(t)$ — периодическая функция модуляции.

Структурная схема, соответствующая выражению (XIII.11) приведена на рис. XIII.5. Вид модулированных сигналов для функций модуляции (XIII.3) и (XIII.4) показан на рис. XIII.6.

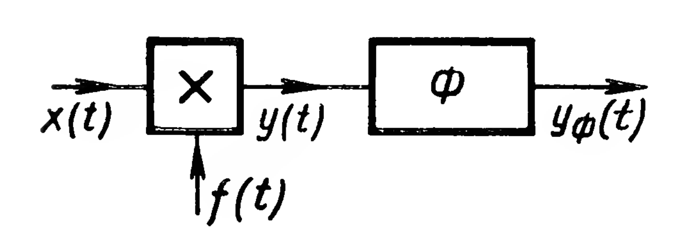


Рис. XIII.5. Структурное изображение амплитудной балансной модуляции:

Ф — фильтр.

Результирующий спектр выходного сигнала модулятора отличается от спектра выходного сигнала при небалансной амплитудной модуляции только отсутствием линейчатого спектра $F(j\omega)$ функции модуляции. Амплитудная балансная модуляция также обладает свойством линейности, что позволяет использовать принцип суперпозиции при нахождении спектра выходного сигнала. Фильтр, представленный на рис. XIII.5, выполняет ту же роль, что и фильтр, приведенный на рис. XIII.1.

Модулированный сигнал типа (XIII.11) соответствует выходным сигналам сельсинов-трансформаторов, индукционных и др. преобразователей, работающих в системе регулирования.

Отметим, что спектры сигналов с более сложными видами модуляции часто вычисляют на основе эквивалентного перехода к амплитудной модуляции [2].

Рассмотренные схемы амплитудной модуляции (рис. XIII.1 и XIII.5) объединяют в себе как непрерывные, так и импульсные виды модуляции, что зависит от выбранной функцией модуляции. Если $f(t)$ определяется выражением (XIII.4), то это соответствует непре-

рывной амплитудной модуляции (АМ), а если $f(t)$ имеет вид выражения (XIII.2), — то амплитудно-импульсной модуляции 1-го рода ($АИМ_1$).

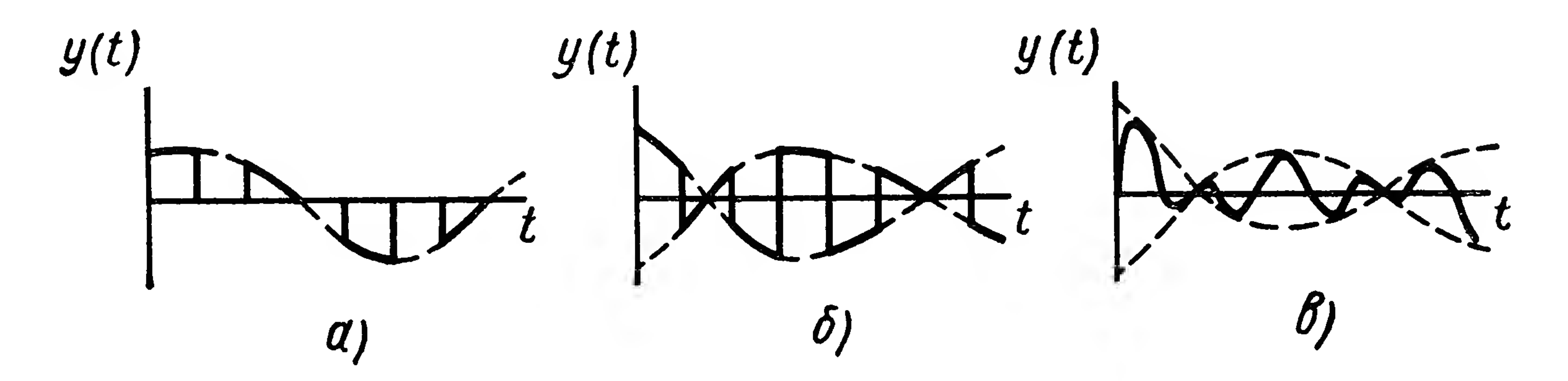


Рис. XIII.6. Выходной сигнал модулятора (балансная модуляция):

а — при функции модуляции последовательность прямоугольных импульсов; *б* — при функции модуляции — симметричная последовательность прямоугольных импульсов; *в* — при гармонической функции модуляции.

При использовании ЦВМ в системе управления или в импульсной системе можно считать, что ввод информации осуществляется в дискретные моменты времени, длительность которых составляет ма-

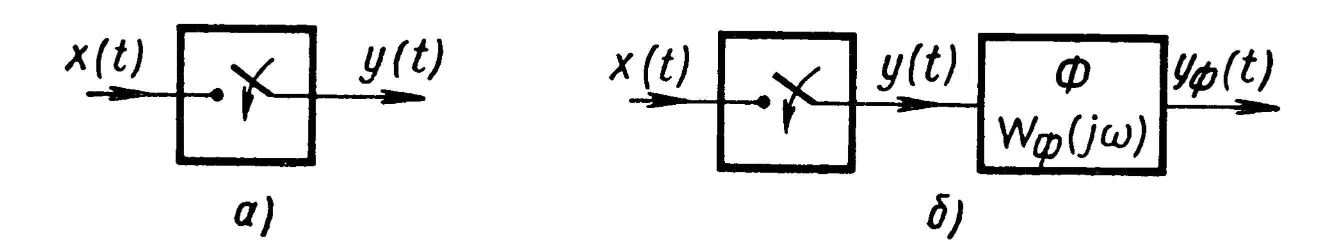


Рис. XIII.7. Прохождение сигнала:

а — через дискретный преобразователь (ключ); *б* — через последовательное соединение дискретного преобразователя и фильтра

лую величину. Это соответствует функции модуляции (XIII.2) при $T_1 \to 0$. Устройство, выполняющее такое преобразование, называется дискретным преобразователем или просто ключом (рис. XIII.7).

3. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СПЕКТРОВ ПРИ ПРОХОЖДЕНИИ СИГНАЛОВ ЧЕРЕЗ ДЕМОДУЛЯТОР

Рассмотрим процесс, обратный процессу модуляции — демодуляцию. Если при модуляции происходит перенос спектра входного сигнала из низкочастотной области в высокочастотную, то при демодуляции требуется совершить перенос спектра из высокочастотной области в низкочастотную.

Выходной сигнал демодулятора можно записать в виде

$$y(t) = x_д(t) \cdot f(t), \qquad \text{(XIII.12)}$$

где $x(t)$ — входной сигнал демодулятора, спектр которого

$$X_д(j\omega) = cX[j(\omega - \omega_н)] + c^* X[j(\omega + \omega_н)];$$

$f(t)$ — функция демодуляции, т. е. периодическая функция с периодом $\frac{2\pi}{\omega_н} = T$, которая описывается выражениями вида (XIII.2) — (XIII.4).

Выходной спектр демодулятора находится из выражения

$$Y(j\omega) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_k X_д [j(\omega - k\omega_н)]. \qquad \text{(XIII.13)}$$

На рис. XIII.8 приведены спектры выходного сигнала демодулятора при различных функциях модуляции $f(t)$. Сравнение этих спектров показывает, что в общем случае для выделения низкочастотного полезного сигнала необходимо использовать фильтр. Диапазон частот, пропускаемых фильтром, на рисунке заштрихован.

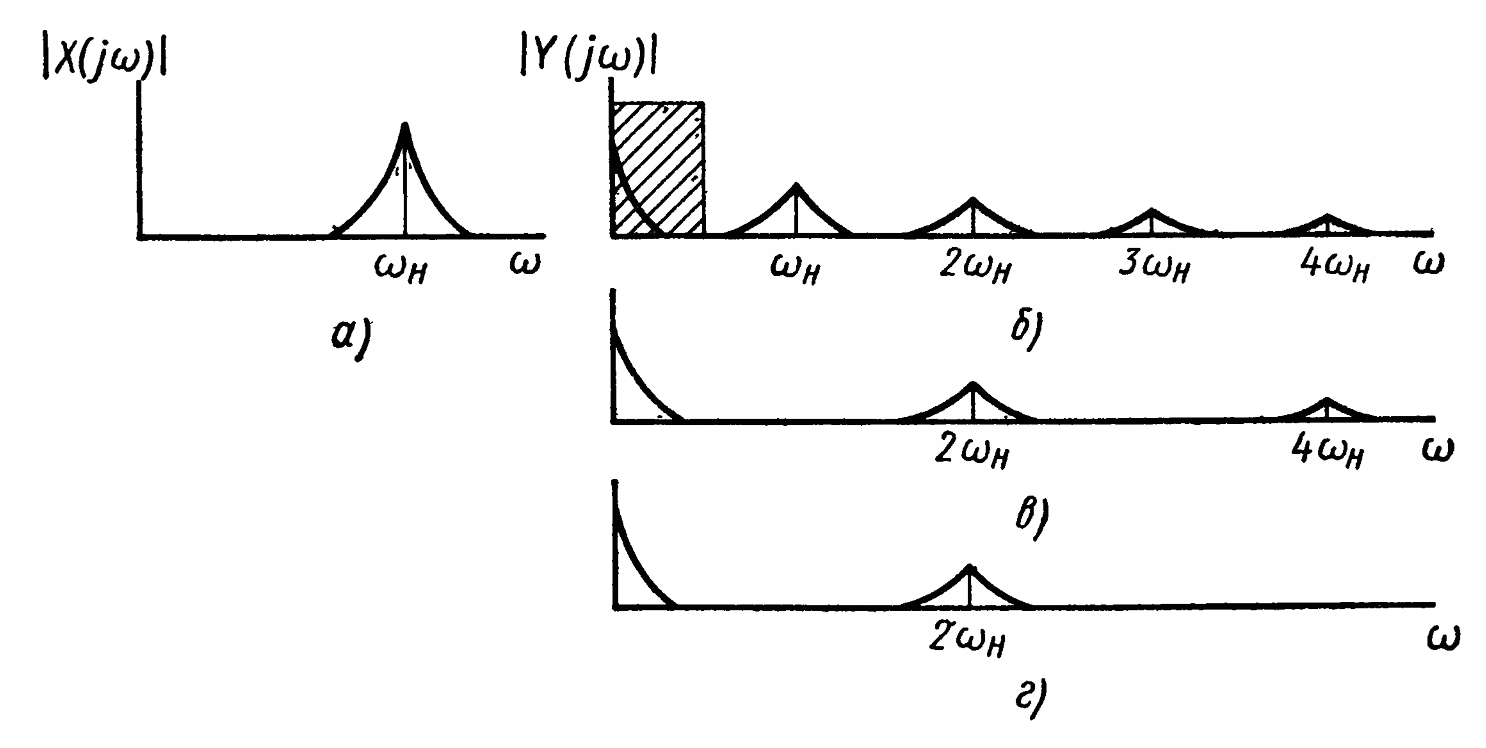


Рис. XIII.8. Амплитудный спектр:

а — входного сигнала демодулятора; *б* — выходного сигнала при функции демодуляции — прямоугольная последовательность прямоугольных импульсов; *в* — выходного сигнала при функции демодуляции — симметричная последовательность прямоугольных импульсов; *г* — выходного сигнала при гармонической функции демодуляции.

Анализ выражений (XIII.12) и (XIII.11) показывает, что не существует никакого принципиального различия между модуляцией и демодуляцией. Различие проявляется только в характеристиках фильтров. Поэтому одно и то же устройство в большинстве случаев можно использовать и как модулятор, и как демодулятор.

Отметим различие, проявляющееся при демодуляции сигналов (XIII.1) и (XIII.11). Наличие в явном виде несущей частоты в спектре (XIII.10) позволяет использовать ее в качестве функции демодуляции, соответствующей выражению (XIII.2) или (XIII.3). Это случай так называемого детектирования, когда сигнал пропускается через одно- или двухполупериодный детектор. Напротив, для сигнала вида (XIII.11) выполнение демодуляции требует подачи извне функции демодуляции, частота которой должна точно совпадать с несущей частотой. Поэтому при наличии перемодуляции (рис. XIII.3) применение детектора приводит к нелинейным иска-

жениям и для восстановления полезного сигнала используется демодулятор. Наличие функции $f(t)$ в выходном сигнале $y(t)$ позволяет демодуляторам реагировать на изменение фазы несущей частоты. Это дает возможность использовать их, например, в качестве преобразователей полярных координат в декартовые при точной настройке фазы функции демодуляции.

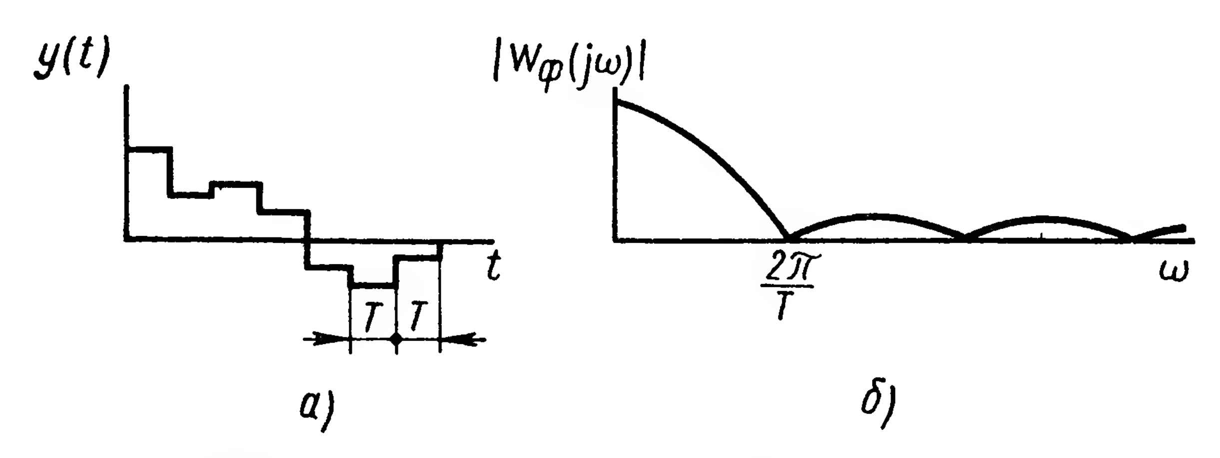


Рис. XIII.9. Прохождение сигнала через экстраполятор:

а — выходной сигнал экстраполятора; *б* — амплитудная характеристика экстраполятора.

Вывод информации из ЦВМ определяется работой импульсного преобразователя, на выходе которого применяется фильтр для выделения полезного сигнала (рис. XIII.7, *б*). В качестве таких фильтров используются экстраполяторы. Для экстраполятора нулевого порядка сигнал на выходе соответствует амплитудно-импульсной модуляции 2-го рода ($АИМ_2$). Вид выходного сигнала и частотная характеристика экстраполятора приведены на рис. XIII.9.

Спектр выходного сигнала экстраполятора определяется произведением

$$Y_ф(j\omega) = Y(j\omega)\,W_ф(j\omega).$$

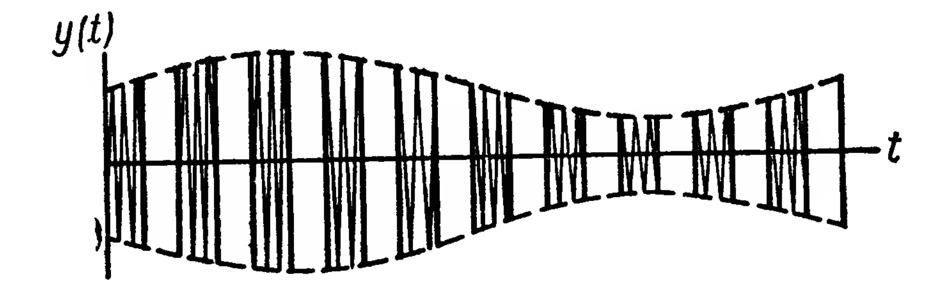


Рис. XIII.10. Сигнал с АИМ — АМ

При работе радиолокационных систем автосопровождения по угловым координатам отраженный сигнал можно отнести к классу сигналов с амплитудно-импульсной и амплитудно-гармонической модуляцией (рис. XIII.10), для которого нетрудно записать соответствующее аналитическое выражение и получить спектральную характеристику.

4. ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Широтно-импульсная модуляция (ШИМ) применяется как для преобразования сигналов в различных измерительных и преобразующих устройствах автоматики, так и для усиления по мощности сигналов управления.

Например, сигналы с широтно-импульсной модуляцией формируются в оптических системах пеленгации; так на выходе анализа-

тора изображения с комбинированной модуляцией (см. схему 8, § 2, гл. IX) имеет место ШИМ сигнал. Модуляция осуществляется гармоническим сигналом $x(t)$ с частотой, равной частоте вращения растра. Вид такого сигнала показан на рис. XIII.11. Классификация широтно-импульсной модуляции приведена в § 4 гл. XIV.

Рассмотрим широтно-импульсное преобразование сигнала для его усиления. При использовании ШИМ в усилительных устройствах обеспечивается их высокая эффективность, точность и надежность.

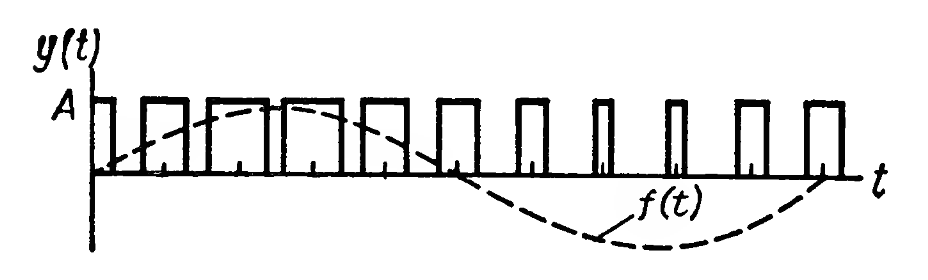


Рис. XIII.11. Сигнал с ШИМ

В режиме с ШИМ, как правило, работают гидравлические и пневматические усилители — преобразователи мощности, а также транзисторные, тиристорные и др. усилители.

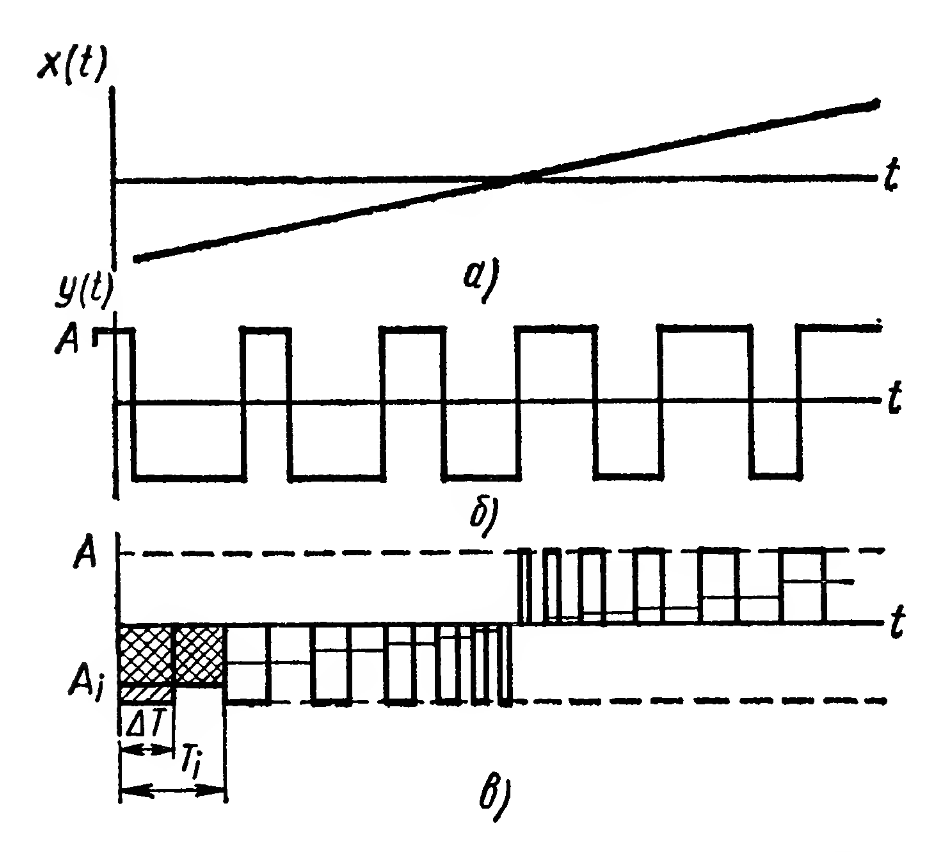


Рис. XIII.12. Прохождение сигнала через усилитель-преобразователь:

а — выходной сигнал усилителя — преобразователя; *б* — выходной сигнал усилителя — преобразователя (симметричная ШИМ); *в* — выходной сигнал усилителя — преобразователя (ШИМ с переменной частотой следования импульсов)

Сигнал на входе такого усилителя с ШИМ является низкочастотным, выходной сигнал должен содержать такую же низкочастотную составляющую. На рис. XIII.12 показан входной сигнал $x(t)$ усилителя с ШИМ и возможные выходные сигналы. Исследование динамических и спектральных характеристик усилителей с ШИМ или ШИ модуляторов является достаточно сложной задачей. Поэтому обычно ограничиваются анализом статического коэффициента передачи ШИ модулятора, т. е. отношением среднего значения выходного сигнала к среднему значению входного сигнала. Приближенный анализ можно выполнить, заменив выходной сигнал ШИ модулятора эквивалентным $АИМ_2$-сигналом. Эквивалентность выполняется для средних значений за промежуток T_i между двумя соседними импульсами (см. рис. XIII.12), т. е.

$$A_i = A\frac{\Delta T}{T_i}. \qquad \text{(XIII.14)}$$

Такая замена может быть выполнена, если усилитель-модулятор нагружен на звено с большой постоянной времени [1]. Структурная схема ШИ модулятора совпадает со схемой, показанной на рис. XIII.7б, но только период квантования является переменным.

Если изменение периода следования импульсов незначительно, то можно считать $T_i = T = \text{const}$.

Эффективным численным методом анализа САР, содержащих ШИ модулятор, является метод пространства состояний [6], основанный на представлении систем с ШИМ векторным дифференциальным уравнением.

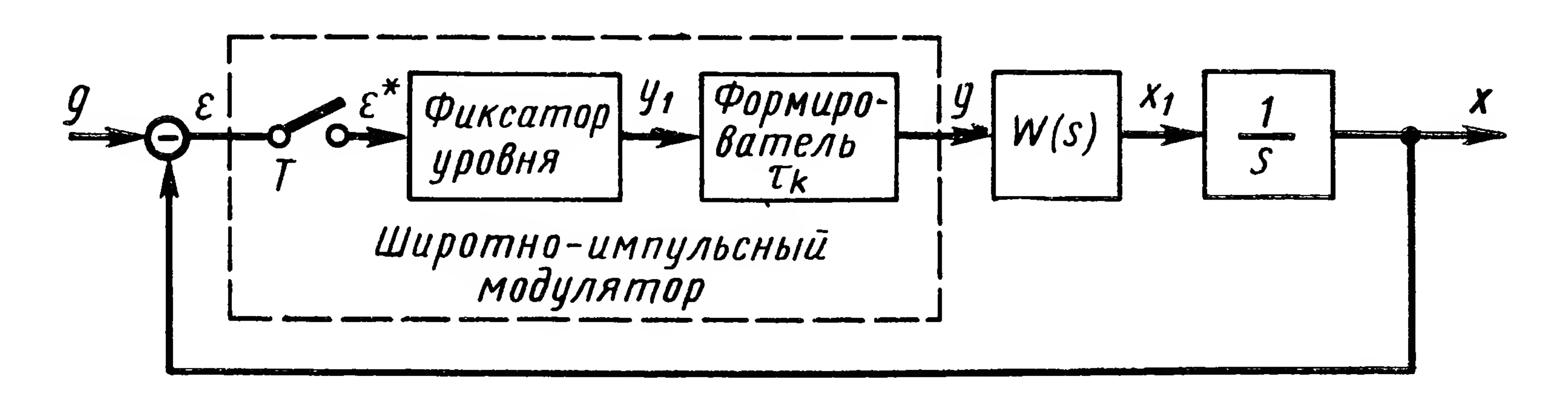


Рис. XIII.13. Структурная схема системы с ШИ модулятором

Структурная схема системы с ШИ модулятором при $T = \text{const}$ показана на рис. XIII.13. Здесь $g(t)$ — входной сигнал; $x(t)$ — выходной сигнал системы; $\varepsilon(t)$; $\varepsilon^*(t)$; $y_1(t)$; $y(t)$; $x_1(t)$ — промежу-

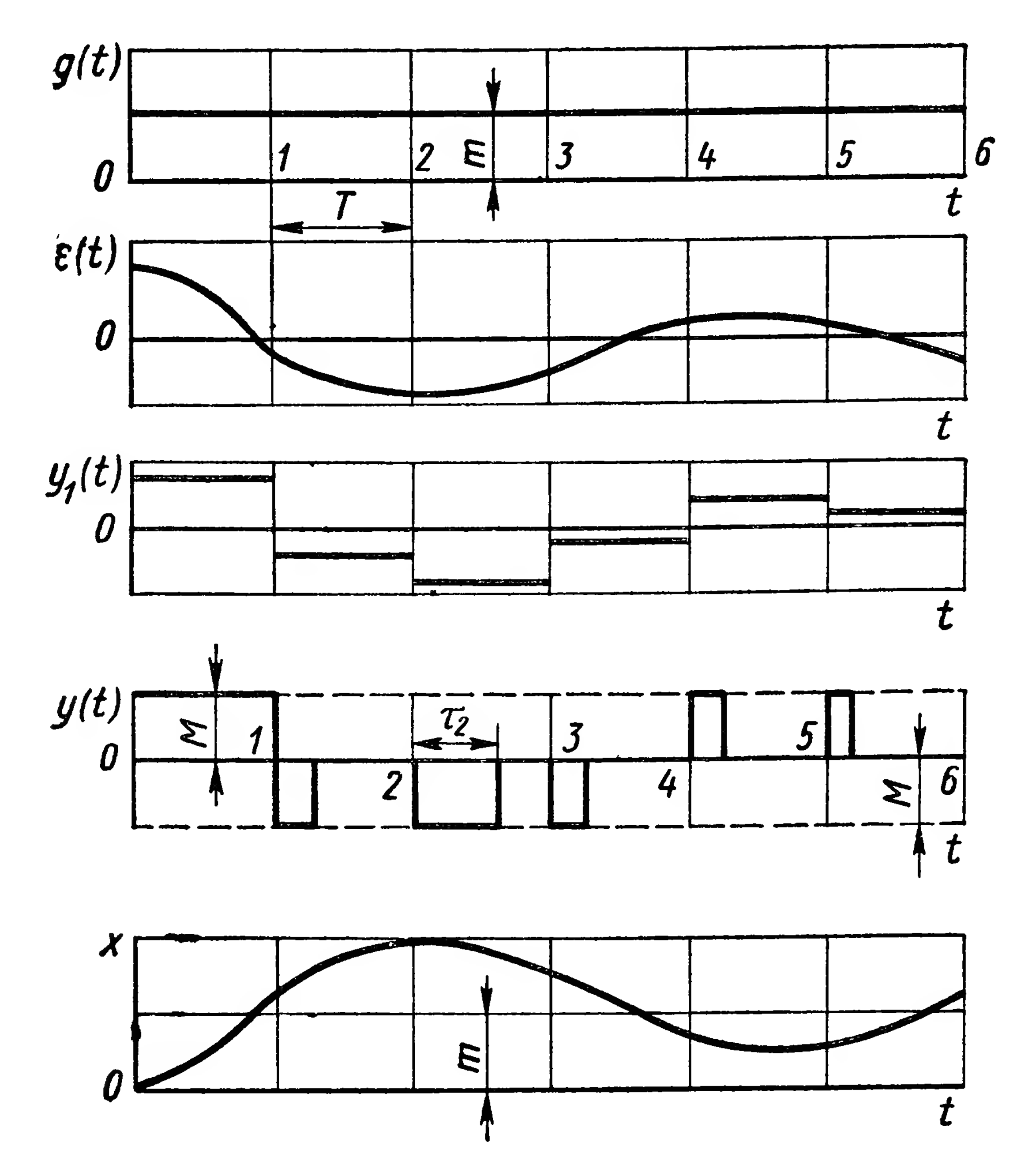


Рис. XIII.14. Сигналы в различных точках системы

точные переменные системы (см. рис. XIII.14). Расчетная схема ШИ модулятора представляет собой последовательное соединение трех

звеньев — ключа с мгновенным замыканием ($T = \text{const}$; $\Delta T = 0$), фиксатор уровня (например, экстраполятора нулевого порядка), и формирователя длительности (τ_k) импульсов постоянной амплитуды M.

Длительность k-го импульса сигнала $y(t)$, формируемого ШИ модулятором, определяется в соответствии со следующими уравнениями:

$$\left.\begin{aligned}\tau_k &= |y_1(kT^+)|, \text{ если } |y_1(kT^+)| < m,\\ \tau_k &= T, \text{ если } |y_1(kT^+)| \geqslant m,\end{aligned}\right\} \qquad \text{(XIII.15)}$$

где m — амплитуда импульса на входе.

Из выражения (XIII.15) следует, что при ШИМ осуществляется эквивалентное преобразование амплитуды сигнала в длительность импульса на выходе ШИ модулятора. Такое преобразование происходит в дискретные моменты $t = kT$. В этом случае дифференциальное уравнение системы с ШИМ запишется в виде

$$\frac{d\mathbf{v}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{v}(t). \qquad \text{(XIII.16)}$$

В уравнении (XIII.16) $\boldsymbol{A}$ — расширенная матрица коэффициентов системы, $\mathbf{v}$ — 4-компонентный вектор-столбец, состоящий из выбранных переменных состояния анализируемого процесса (g; x; x_1; y_1) в момент времени t. Например, в соответствии с рис. XIII.13

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} g \\ x \\ x_1 \\ y_1 \end{bmatrix}, \qquad \text{(XIII.16)}$$

в частности при нулевых начальных условиях, если на входе системы действует ступенчатый сигнал с амплитудой m

$$\mathbf{v}(0) = \begin{bmatrix} m \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \qquad \text{(XIII.17)}$$

Общее решение уравнения (XIII.15) имеет вид

$$\mathbf{v}(t) = \mathbf{\Phi}(t)\,\mathbf{B}\mathbf{v}(0), \qquad \text{(XIII.18)}$$

где $\mathbf{\Phi}(t)$ — расширенная квадратная матрица перехода, $\boldsymbol{B}$ — квадратная матрица коэффициентов, определяемая из рассмотрения схемы системы с ШИМ в переменных состояния.

В работе [6] показано, что реккурентные соотношения, полученные на основе выражения (XIII.18), позволяют вычислить дискретные переходные процессы в различных точках системы с ШИМ. Процедура вычисления переходных процессов методом переменных состояния существенно упрощается при использовании ЦВМ.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Гитис Э. И.** Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. Изд. 2-е. Изд-во «Энергия», 1970, 249 с.
2. **Жуховицкий Б. Я.** Сигналы телемеханики и их преобразования, М., изд-во «Энергия», 1968, 96 с.
3. **Ивей К. А.** Системы автоматического регулирования на несущей переменного тока. М., изд-во «Машиностроение», 1968, 320 с.
4. **Никольс М. Х., Раух Л. Л.** Радиотелеметрия, М., ИЛ, 1958, 480 с.
5. **Техническая** кибернетика. Теория автоматического регулирования. М., изд-во «Машиностроение», 1967, Книга I, 768 с., книга 2, 679 с.
6. **Ту Ю.** Современная теория управления. Пер. с англ. Я. Н. Гибадулина. Под ред. В. В. Солодовникова. М., изд-во «Машиностроение», 1971, 471 с.

ГЛАВА XIV

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Преобразователи электрических сигналов — устройства, осуществляющие преобразование входного сигнала в эквивалентный ему электрический сигнал другого вида или в соответствующее механическое воздействие.

В соответствии с классификацией, данной в работе [12], электродвигатели, осуществляющие преобразование электрического сигнала в механическое регулирующее воздействие, приложенное непосредственно к объекту регулирования, относятся к классу исполнительных устройств. В связи с этим в § 5 настоящей главы рассматриваются лишь такие преобразователи электрических сигналов в механические, которые используются в электрогидравлических и электропневматических усилителях в качестве управляющих элементов. Отдельные устройства одной и той же системы регулирования могут использовать электрические сигналы различного характера (например, постоянное напряжение, формируемое измерительным элементом, и амплитудно-модулированное напряжение, поступающее на обмотку управления двухфазного асинхронного электродвигателя). Поэтому также рассмотрим общие проблемы, связанные с прохождением управляющего сигнала через преобразующий элемент. Применяемый для этой цели в § 1 частотный подход полностью согласуется с частотным методом исследования САР.

1. МОДУЛЯТОРЫ

Модуляторы являются нелинейными многополюсниками и предназначены для преобразования управляющих медленно меняющихся сигналов постоянного тока, снимаемых обычно с различного рода датчиков или приемников, в сигналы переменного тока пропорциональной величины с фазой, изменяющейся на 180° при перемене полярности управляющего сигнала.

В системах автоматического регулирования применяются модуляторы различных типов. Наибольшее распространение получили двухполупериодные модуляторы, в которых используются полупроводниковые диоды, электронные лампы, полупроводниковые триоды-транзисторы, и реже — варикапы, фотодиоды или фототриоды.

Однополупериодный модулятор на полупроводниковых диодах. Принцип работы однополупериодного модулятора на диодах рассмотрим на примере схемы, приведенной на рис. XIV.1, *а*.

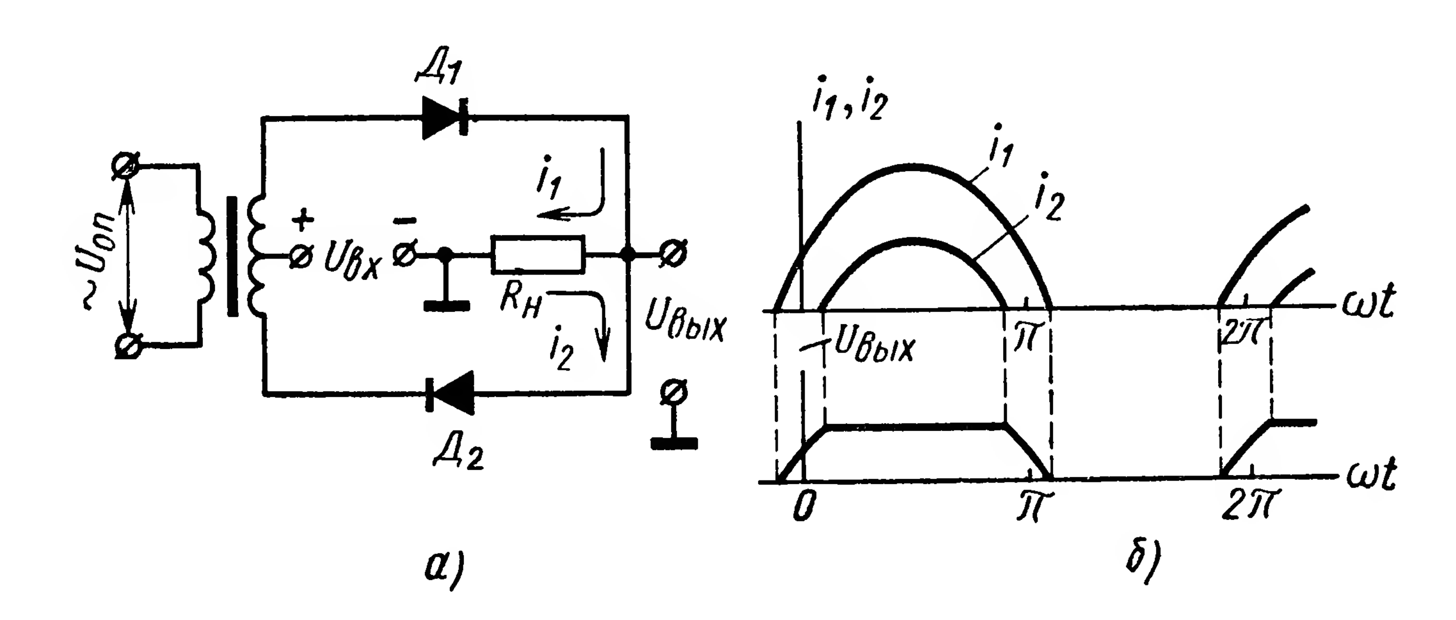


Рис. XIV.1. Однополупериодный модулятор:
а — схема; *б* — кривые изменения токов и напряжений

В первом полупериоде опорного напряжения при входном сигнале E_c, равном нулю, диоды $Д_1$ и $Д_2$ открыты и через сопротивление нагрузки $R_н$ протекают одинаковые по величине, но противоположные по направлению токи i_1 и i_2, следовательно, выходное напряжение $U_{вых} = (i_1 - i_2) R_н = 0$. Если входное напряжение $U_{вх} \neq 0$, то при полярности напряжений, показанной на схеме, ток i_2 становится больше тока i_1 и выходное напряжение модулятора $U_{вых} = (i_2 - i_1) R_н \neq 0$.

Полярность выходного напряжения определяется направлением большего по величине тока, т. е. полярностью входного напряжения. Кривые изменения токов i_1, i_2 и напряжения на выходе модулятора $U_{вых}$ во времени показаны на рис. XIV.1, *б*.

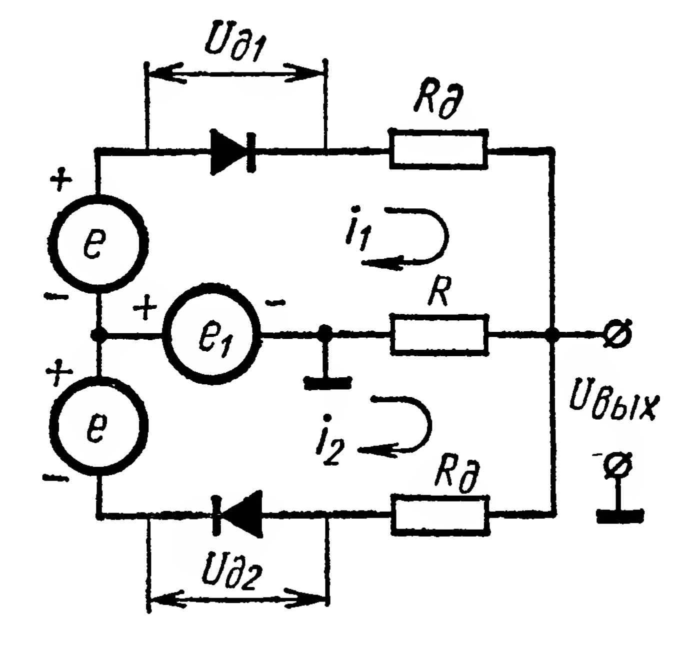


Рис. XIV.2. Эквивалентная схема модулятора

Во втором полупериоде опорного напряжения диоды запираются, и напряжение на выходе модулятора будет малой величины, определяемой разностью обратных токов диодов.

Рассмотрим более подробно эквивалентную схему модулятора, приведенную на рис. XIV.2. В данном случае $e_1 = U_{вх}$, $e = E_m \sin \omega t$.

Для простоты предположим, что характеристики диодов одинаковы и достаточно точно аппроксимируются выражением:

$$\left.\begin{aligned} i &= \frac{U_д}{R_д} \quad \text{при} \quad U_д > 0; \\ i &= 0 \quad \text{при} \quad U_д < 0. \end{aligned}\right\}$$

Активное сопротивление каждой половины вторичной обмотки вместе с внутренним сопротивлением диода обозначим — $R_д$, выходное сопротивление источника сигнала добавим к сопротивлению нагрузки и обозначим — R. При этих условиях и чисто активной нагрузке справедливы уравнения:

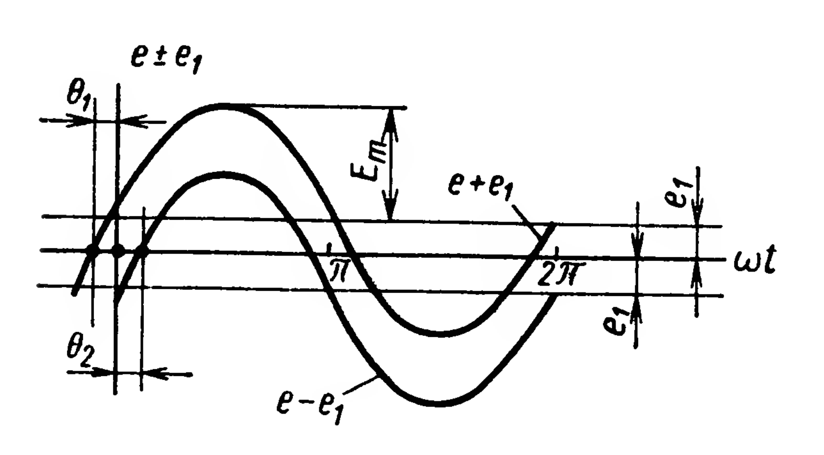


Рис. XIV.3. Графики напряжений, действующих на диоды

$$\left.\begin{aligned} e+e_1&=U_{д1}+i_1R-i_2R;\\ e-e_1&=U_{д2}+i_1R+i_2R;\\ U_{вых}&=R\,(i_1-i_2).\end{aligned}\right\} \qquad \text{(XIV.1)}$$

Через диоды будет протекать ток только тогда, когда $U_{д1}>0$ и $U_{д2}>0$. Левую часть первых двух уравнений системы (XIV.1) можно представить графически (рис. XIV.3). Пока $e+e_1<0$, оба диода не проводят ток и $i_1=i_2=0$.

При $e+e_1=0$ происходит отпирание диода $Д_1$, а диод $Д_2$ остается закрытым, так как $e-e_2<0$ (см. рис. XIV.1).

Для этих моментов времени вместо двух уравнений (XIV.1) справедливо лишь первое уравнение, которое можно записать

$$e+e_1=U_{д1}+i_1R$$

и

$$i_1=\frac{e+e_1}{R+R_д}, \qquad \text{(XIV.2)}$$

так как

$$U_{д1}=i_1R_д,$$

то начальный угол отсечки θ_1 определяется из соотношения

$$e+e_1=0,$$

или

$$E_m\sin\theta_1=-e_1,$$

откуда

$$\theta_1=-\arcsin\frac{e_1}{E_m}\approx-\frac{e_1}{E_m}.$$

Момент отпирания диода $Д_2$ определится из условия $U_{д2}=0$. Подставляя значение тока i_1 во второе уравнение системы (XIV.1), получим

$$E_m\sin\theta_2=\frac{e_1}{\frac{2R}{R_д}+1}\approx e_1\frac{R_д}{2R},$$

откуда $\theta_2=\arcsin\left(\frac{e_1}{E_m}\cdot\frac{1}{\frac{2R}{R_д}+1}\right)$, или приближенно

$$\theta_2\approx\arcsin\left(\frac{e_1}{E_m}\cdot\frac{R_д}{2R}\right)\approx\frac{e_1}{E_m}\cdot\frac{R_д}{2R}.$$

Из изложенного выше следует, если $-\theta_1 \leqslant \omega t \leqslant \theta_2$, то проводит только диод $Д_1$ и $U_{вых} = i_1 R$. При $\theta_2 \leqslant \omega t \leqslant \pi - \theta_2$ проводят оба диода и $U_{вых} = (i_1 - i_2) R$, а при $\pi - \theta_2 \leqslant \omega t \leqslant \pi + \theta_1$ снова проводит ток только диод $Д_1$ и $U_{вых} = i_1 R$.

Для случая, когда открыты оба диода, решая систему уравнений (XIV.1), получим

$$U_{вых} = e_1 \frac{1}{1+\frac{R_д}{2R}} \approx e_1.$$

Форма выходного напряжения модулятора показана на рис. XIV.4. Если принять $E_m \gg e_1$ и $R \gg R_д$, то форма импульса на выходе модулятора будет почти прямоугольной, а выходное напряжение можно представить в виде ряда

$$U_{вых}(t) = \frac{e_1}{2} + \frac{2e_1}{\pi}\left(\sin \omega t + \frac{1}{3}\sin 3\omega t + \ldots\right). \quad \text{(XIV.3)}$$

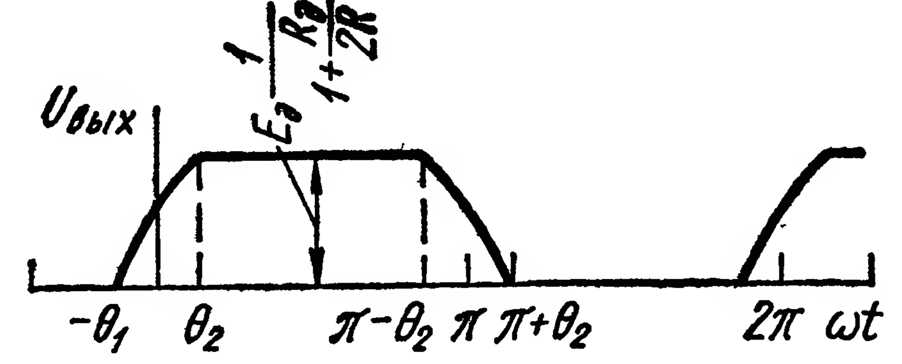


Рис. XIV.4. Форма импульса на выходе модулятора

Если выделить, например, с помощью фильтра или резонансного усилителя одну из гармоник (обычно первую, так как она имеет наибольшую амплитуду), то, как это следует из выражения (XIV.3), ее амплитуда оказывается пропорциональной входному напряжению

$$U_{m1} = \frac{2}{\pi} U_{вх}. \quad \text{(XIV.4)}$$

Так как $U_{вх} = e_1$, то выходное напряжение можно представить следующим образом:

$$U_{вых}(t) \approx \frac{2}{\pi} U_{вх} \sin \omega t = U_{m1} \sin \omega t.$$

При изменении полярности напряжения $U_{вх}$ фаза первой гармоники изменится на 180°, так как

$$-\frac{2}{\pi} U_{вх} \sin \omega t = \frac{2}{\pi} U_{вх} \sin(\omega t \pm \pi).$$

Уравнение (XIV.4) является приближенным. Точное выражение для амплитуды первой гармоники, полученное в результате разложения импульса выходного напряжения, показанного на рис. XIV.7, в ряд Фурье, имеет вид

$$U_{m1} = U_m \frac{R}{R+R_д} \cdot \frac{1}{\pi}\left[(\theta_1 + \theta_2) + \frac{\sin 2\theta_1 + \sin 2\theta_2}{2}\right], \quad \text{(XIV.5)}$$

где E_m — амплитудное значение напряжения несущей частоты;
R — сопротивление нагрузки;

$R_д$ — внутреннее сопротивление диода;

θ_1 — начальный угол отсечки;

θ_2 — конечный угол отсечки.

При малых углах отсечки, т. е. когда $E_m \gg U_{вх}$ и $R \gg R_д$, выражение (XIV.5) полностью совпадает с выражением (XIV.4).

Коэффициент преобразования такого модулятора определится по формуле

$$k = \frac{U_{m1}}{U_{вх}} = \frac{R}{\pi\theta_1 (R + R_д)} \left[\theta_1 + \theta_2 + \frac{\sin 2\theta_1 + \sin 2\theta_2}{2}\right]. \quad \text{(XIV.6)}$$

Семейство кривых (рис. XIV.5), рассчитанных по формуле (XIV.6), позволяет определить коэффициент передачи модулятора при любом отношении $U_{вх}/E_m$ и различных значениях отношения $2R/R_д$.

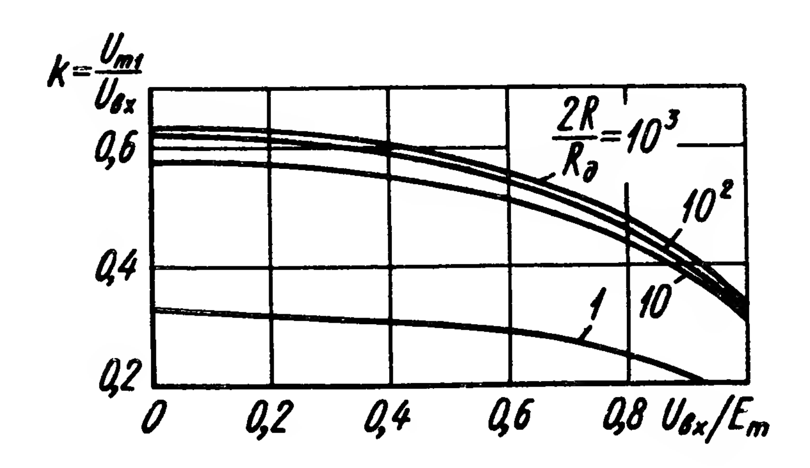


Рис. XIV.5. Зависимость коэффициента передачи модулятора от уровня входного сигнала при различных отношениях сопротивления нагрузки к внутреннему сопротивлению диода

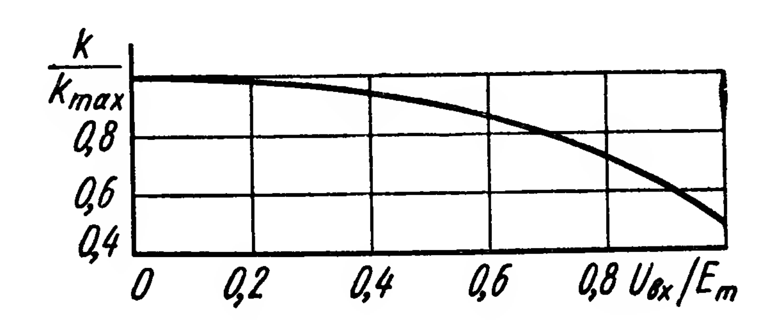


Рис. XIV.6. Зависимость коэффициента передачи от уровня входного сигнала

Следует отметить, что отношение k/k_{max} зависит практически только от отношения $U_{вх}/E_m$, а коэффициент передачи модулятора k_{max} только от отношения $2R/R_д$.

Семейство характеристик (рис. XIV.5) использовано для построения зависимости k/k_{max} $(U_{вх}/E_m)$, показанной на рис. XIV.6. По этой зависимости можно определить амплитудное значение опорного (несущего) напряжения по известному максимальному значению входного напряжения $U_{вх\ max}$ при заданном завале амплитудной характеристики. Например, нам необходим модулятор, у которого завал амплитудной характеристики при максимальном входном напряжении не должен превышать 3%. На оси ординат отмечаем точку $\Delta k = 3\%$ и проводим прямую, параллельную оси абсцисс. Проекция точки пересечения на ось абсцисс определяет необходимое отношение $U_{вх}/E_m$. Для нашего примера $U_{вх}/E_m = 0{,}3$. Если $U_{вх\ max} = 10$ *в*, то необходимо взять $E_m = (30 \div 35)$ *в*.

При $2R/R_д > 10$ можно считать, что $k_{max} \approx 0{,}635$.

Однополупериодный модулятор является наиболее простым. Основные недостатки модулятора следующие: малый коэффициент преобразования, значительные амплитуды высших гармоник и переменный характер нагрузки на генератор опорного (несущего) напряжения.

Двухполупериодный кольцевой модулятор на диодах. Различные схемы двухполупериодных (кольцевых) модуляторов приведены на рис. XIV.7. Так, на рис. XIV.7, *а* показана схема модулятора с несимметричным входом и симметричным выходом. Она удобна в тех случаях, когда за модулятором включен двухтактный усилитель на электронных лампах или транзисторах.

Схема модулятора с симметричным входом и несимметричным выходом показана на рис. XIV.7, *б*.

На рис. XIV.7, *в* приведена схема модулятора с несимметричным входом и трансформаторным выходом. Преимущество этой схемы — отсутствие гальванической связи между входом и выходом модулятора. Кроме того, с помощью емкости *С*, подключенной к

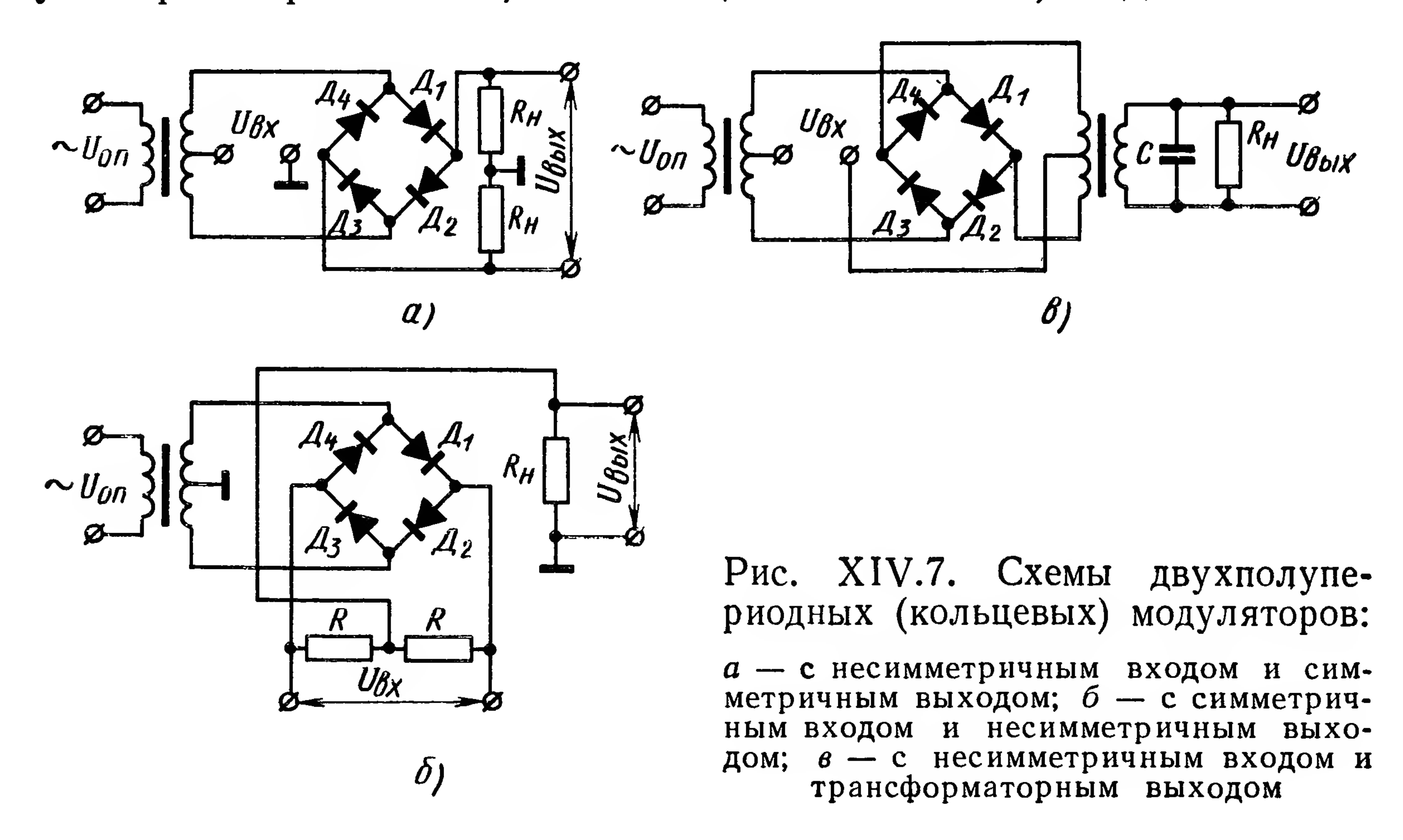


Рис. XIV.7. Схемы двухполупериодных (кольцевых) модуляторов:

а — с несимметричным входом и симметричным выходом; *б* — с симметричным входом и несимметричным выходом; *в* — с несимметричным входом и трансформаторным выходом

первичной или вторичной обмоткам выходного трансформатора, можно образовать контур, настроенный на частоту опорного напряжения, для фильтрации основной гармоники.

В течение первого полупериода опорного напряжения работают диоды $Д_1$ и $Д_2$, а в течение второго полупериода — диоды $Д_3$ и $Д_4$.

Если рассмотреть работу модулятора, собранного по схеме рис. XIV.7, *а*, то для каждого полупериода опорного напряжения будет справедлива эквивалентная схема, показанная на рис. XIV.2. Следовательно, все выводы, полученные ранее для однополупериодной схемы модулятора, можно использовать при анализе работы модулятора данного типа.

При сравнительно больших сопротивлениях нагрузки $R_н$ по отношению к выходному сопротивлению датчика и внутреннему сопротивлению диодов $R_д$, обе пары контуров можно считать взаимно независимыми. Поэтому выходное напряжение модулятора можно представить как суперпозицию двух разнополярных последовательностей импульсов, показанных на рис. XIV.4, сдвинутых во времени на половину периода опорного напряжения. Соответственно амплитуда первой гармоники выходного напряжения такого моду-

лятора будет в 2 раза больше амплитуды первой гармоники выходного напряжения однополупериодного модулятора, т. е.

$$U_{m1}=2E_m\frac{R}{R+R_\partial}\cdot\frac{1}{\pi}\left[\theta_1+\theta_2+\frac{\sin 2\theta_1+\sin 2\theta_2}{2}\right]. \qquad (XIV.7)$$

В последнем выражении приняты те же обозначения, что и в уравнении (XIV.5).

Нагрузка на генератор опорного (несущего) напряжения остается постоянной, что исключает возможность появления нежелательной осцилляции.

Усилители-модуляторы на электронных лампах. В тех случаях когда необходимо не только преобразовать управляющий сигнал постоянного тока в переменный, но и одновременно усилить его по мощности, модулятор выполняют на электронных лампах.

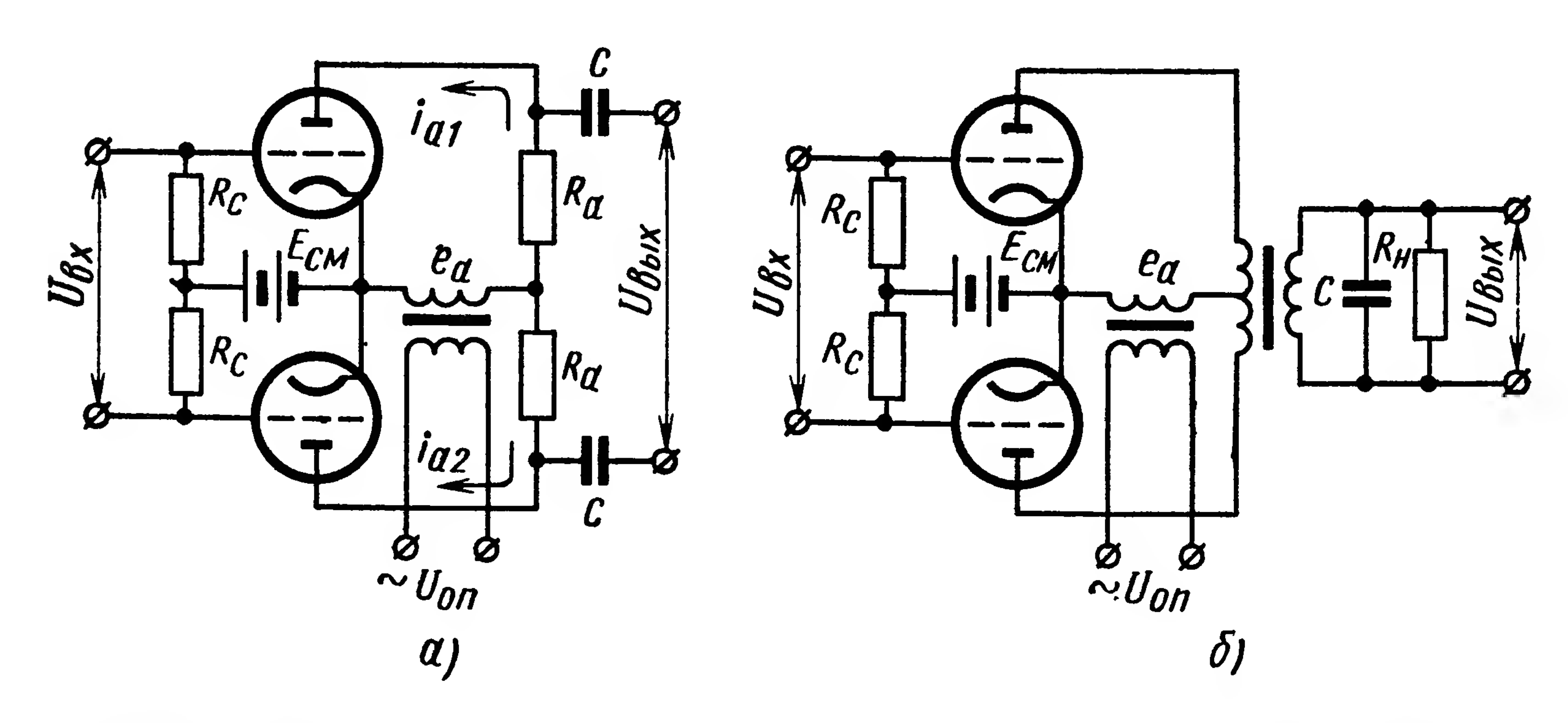


Рис. XIV.8. Принципиальные схемы однополупериодных усилителей-модуляторов на электронных лампах:

а — с реостатно-емкостным выходом; *б* — с трансформаторным выходом

Усилители-модуляторы используются главным образом в каскадах предварительного усиления и преобразования и, как правило, за ними следует главный усилитель. Поэтому нагрузкой усилителя-модулятора является входное сопротивление главного усилителя, которое можно считать активным.

Усилители-модуляторы могут быть однополупериодными и двухполупериодными.

На рис. XIV.8, *а* и *б* приведены принципиальные схемы усилителей-модуляторов на электронных лампах с реостатно-емкостным и трансформаторным выходами соответственно. В последнем случае параллельно вторичной обмотке выходного трансформатора подключается емкость *C* для образования колебательного контура, настроенного на частоту опорного напряжения (для выделения первой гармоники из спектра выходного сигнала). Следует заметить, что кроме триодов в схемах модуляторов могут применяться другие типы электронных ламп, например тетроды, пентоды и др.

Рассмотрим принцип работы и методику расчета на примере однополупериодного усилителя-модулятора, выполненного на трехэлектродных лампах (рис. XIV.8, *а*). На аноды обеих ламп подается опорное переменное напряжение

$$e_a = E_m \cos \omega t.$$

При входном сигнале $U_{вх}$, равном нулю, и при равенстве параметров плеч модулятора по резисторам R_a текут равные по величине, но противоположные по направлению анодные токи покоя ламп, зависящие от величины начального смещения $E_{см}$. Эти токи создают равные по величине, но противоположные по знаку падения напряжения на резисторах R_a, в результате чего напряжение на выходе модулятора равно нулю. Если входной сигнал $U_{вх}$ отличен от нуля, то ток одной лампы возрастает, а в другой уменьшается по сравнению с током покоя, и напряжение на выходе модулятора будет пропорционально разности токов в плечах модулятора.

Рис. XIV.9. Идеализированная динамическая вольт-амперная характеристика триода, график анодного напряжения и форма импульса анодного тока

Найдем зависимость выходного напряжения модулятора от параметров схемы и режима работы. Используем известное уравнение идеализированной вольт-амперной характеристики триода [14]:

$$i_a = \frac{1}{R_i}[U_a - U_0 + \mu U_{c\Sigma}],$$

где $U_a = e_a - i_a R_a$ — напряжение, действующее между анодом и катодом лампы;

R_i — внутреннее сопротивление лампы;

μ — статический коэффициент усиления;

U_0 — отрезок (в вольтах), отсекаемый на оси абсцисс идеализированной анодной характеристикой лампы при $E_{см} = 0$;

$U_{c\Sigma} = \frac{U_{вх}}{2} - E_{см}$ — напряжение, действующее между сеткой и катодом лампы;

$E_{см}$ — начальное смещение (от независимого источника постоянного тока).

На рис. XIV.9 приведена идеализированная динамическая вольт-амперная характеристика триода и форма импульса анодного тока

при $U_{вх} = 0$. В этом случае амплитуда тока первой гармоники имеет вид

$$I = \frac{E_m}{2\pi (R_a + R_i)} (2\psi_0 - \sin 2\psi_0),$$

где ψ_0 — угол отсечки анодного тока, определяемый из соотношения

$$E_m \cos \psi_0 = U_0 + \mu E_{см}$$

или

$$\psi_0 = \arccos \frac{U_0 + \mu E_{см}}{E_m}.$$

При напряжении $U_{вх} \neq 0$ угол отсечки анодного тока одной лампы увеличится, а другой уменьшится. Новое значение углов отсечки анодного тока определится из выражения

$$\psi_{1,2} = \arccos \frac{U_0 + \mu E_{см} \pm 0{,}5U_{вх}}{E_m}. \quad \text{(XIV.8)}$$

Изменение угла отсечки анодного тока лампы приведет к изменению амплитуды тока первой гармоники, которая станет равной

$$I_{1,2} = \frac{E_m}{2\pi (R_a + R_i)} (2\psi_{1,2} - \sin 2\psi_{1,2}). \quad \text{(XIV.9)}$$

Индексы 1, 2 в уравнениях (XIV.8) и (XIV.9) относятся к углам отсечки и анодным токам первой и второй ламп соответственно.

Приращение анодного тока лампы под действием приложенного напряжения датчика найдем, дифференцируя выражение (XIV.9) с учетом соотношения (XIV.8). Проделав необходимые вычисления, получим

$$\Delta I = \frac{\mu}{\pi} \cdot \frac{1}{R_a + R_i} \cdot \frac{\sin^2 \psi_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{U_0 + \mu E_{см})}{E_m}\right)^2}} \Delta U_{вх}. \quad \text{(XIV.10)}$$

Приращение напряжения на выходе модулятора будет равно

$$\Delta U_{вых} = 2\Delta I R_a,$$

или, подставляя выражение (XIV.10), получим

$$\Delta U_{вых} = \frac{2}{\pi} \mu \frac{R_a}{R_a + R_i} \frac{\sin^2 \psi_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{U_0 + \mu E_{см}}{E_m}\right)^2}} \Delta U_{вх}. \quad \text{(XIV.11)}$$

Максимальное значение коэффициента преобразования модулятора найдем из формулы (XIV.11):

$$k_{\max} = \left.\frac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_{вх}}\right|_{U_{вх}=0} = \frac{2}{\pi} \mu \frac{R_a}{R_a + R_i} \cdot \frac{\sin^2 \psi_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{U_0 + \mu E_{см}}{E_m}\right)^2}}. \quad \text{(XIV.12)}$$

Выражение (XIV.12) справедливо лишь для малых значений $U_{вх}$ по сравнению с E_m/μ. На рис. XIV.10 показана зависимость $k/k_{\max}$ от отношения $\mu U_{вх}/2E_m$, при углах отсечки анодного тока ψ_0, близким к $\pi/2$.

Режим работы ламп выбирают таким образом, чтобы угол отсечки анодного тока не был меньше $\pi/4$, а отношение $\mu U_{вх}/2E_m$ не превышало 0,5.

При включении в анодные цепи модулятора трансформатора с настроенной на первую гармонику первичной или вторичной обмоткой при вычислении коэффициента преобразования необходимо вместо R_a подставлять резонансное сопротивление контура, пересчитанное в анодную цепь с учетом сопротивления нагрузки.

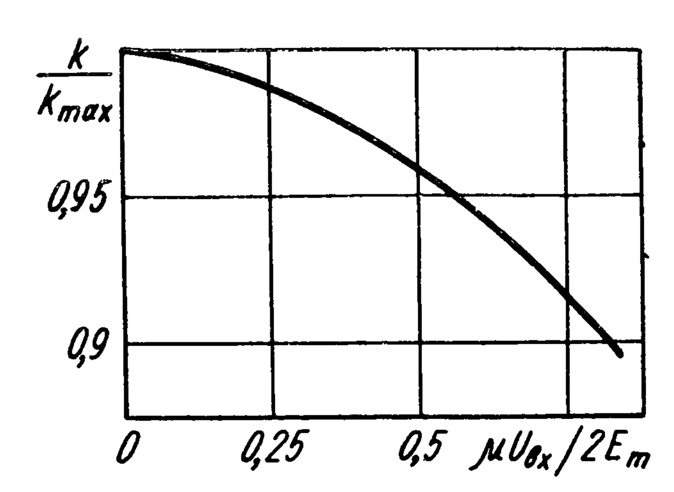


Рис. XIV.10. Зависимость коэффициента передачи модулятора от уровня входного напряжения

На рис. XIV.11, *а* и *б* приведены принципиальные схемы двухполупериодных модуляторов. Все выводы, сделанные для однополупериодной схемы (рис. XIV.8, *а*), справедливы и для этих схем, с той лишь разницей, что коэффициент преобразования двухполупериодных модуляторов в 2 раза больше.

Модуляторы на транзисторах. Транзисторные модуляторы по ряду качественных показателей превосходят некоторые типы параметрических модуляторов и модуляторов на электронных лампах.

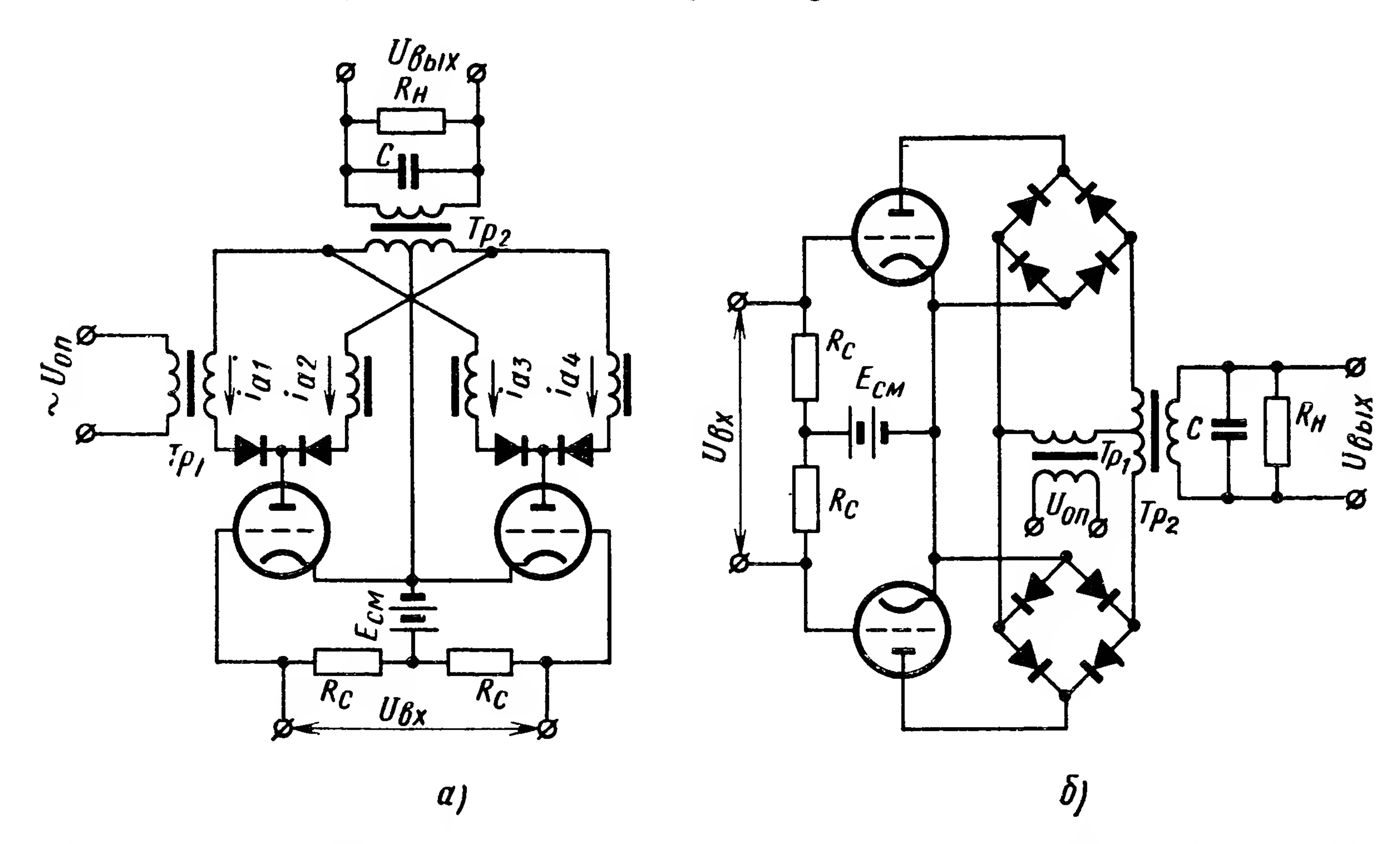


Рис. XIV.11. Принципиальные схемы двухполупериодных модуляторов на электронных лампах:

а — крестообразная; *б* — с двумя выпрямительными мостами

Основными преимуществами транзисторных модуляторов являются: малые габаритные размеры и вес, высокая надежность работы, сравнительно высокая частота преобразования, малый уровень дрейфа нуля, возможность изготовления в микроэлектронном исполнении в виде интегральных схем.

К недостаткам транзисторных модуляторов следует отнести значительную температурную зависимость параметров транзисторов, приводящую к изменению нулевого уровня выходного напряжения модулятора при изменении температуры, а также наличие выбросов напряжения на транзисторе, обусловленных переходными процессами при переключении.

Качественные показатели транзисторных модуляторов в значительной степени определяются выбором типа и режима работы транзистора, характером коммутирующего источника, структурной схемой модулятора и рядом других факторов.

Следует заметить, что практическое применение нашли лишь схемы модуляторов, в которых транзисторы работают в ключевом

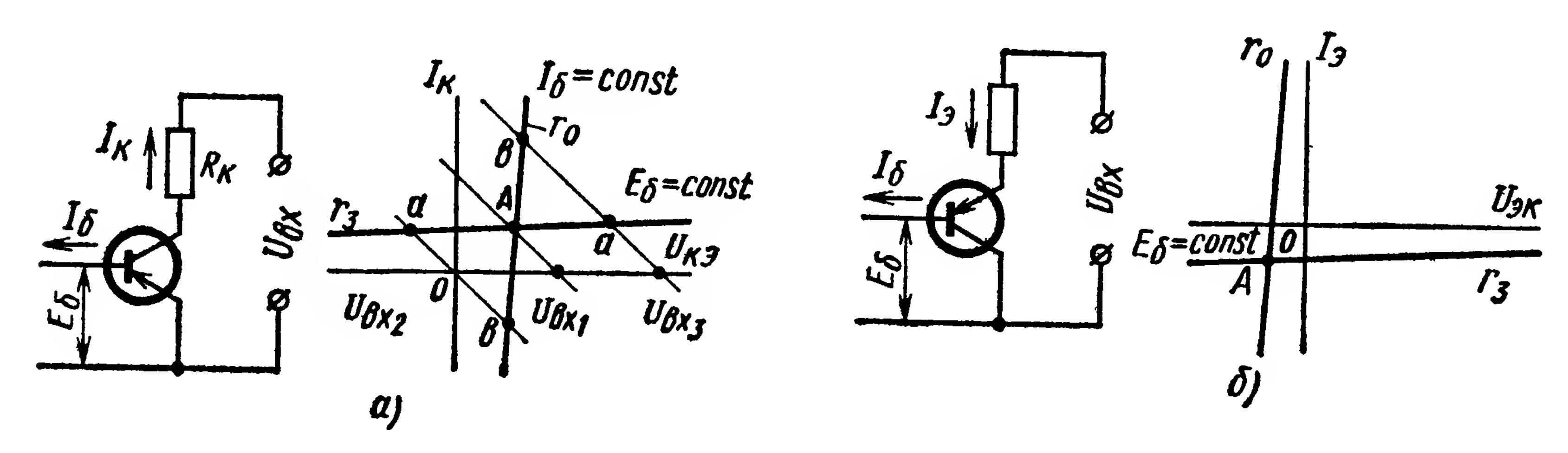


Рис. XIV.12. Схемы включения транзисторов в режиме ключа с переходами $p-n-p$ и их статические характеристики:

а — схема с общим эмиттером — нормальное значение; *б* — схема с общим коллектором — инверсное включение

режиме. На рис. XIV.12 приведены схемы включения транзисторов с переходами $p-n-p$ в режиме ключа и их статические характеристики.

В качестве ключа всегда используется промежуток эмиттер—коллектор транзистора, а модулирующее (опорное) напряжение прикладывается к промежутку база—эмиттер (рис. XIV.12, *а*), либо к промежутку база—коллектор (рис. XIV.12, *б*). В первом случае включение называется нормальным (схема с общим эмиттером), а во втором — инверсным (схема с общим коллектором).

Пусть ключ (рис. XIV.12, *а*) закрыт по базе напряжением $E_б$. Тогда при всех значениях $U_{кэ} < E_б$ в выходной цепи протекает ток $I_{к0}$ — тепловой ток коллектора и соответствующая характеристика идет почти горизонтально.

Далее предположим, что в цепи базы протекает положительный ток $I_б$. Тогда при всех токах $I_к < \beta_N I_б$ (β_N — интегральный коэффициент передачи базового тока при нормальном включении) транзистор насыщен, падение напряжения на нем мало и соответствующая характеристика идет почти вертикально. Следовательно, в отличие от контактного ключа, характеристики которого совпадают с осями координат, характеристики транзисторного ключа имеют конечный наклон, а главное — их точка пересечения не совпадает с началом координат. Последнее обстоятельство приводит

к тому, что конечному сигналу $U_{вх1} \neq 0$ соответствует нулевое выходное напряжение и, наоборот, нулевому сигналу $U_{вх2} = 0$ соответствует конечное выходное напряжение (рис. XIV.12, *а*).

Для количественной оценки погрешностей нужно знать координаты точки *A* и дифференциальные сопротивления обеих характеристик. Координаты точки *A* при нормальном включении транзистора могут быть приближенно оценены выражениями [11]:

$$\left.\begin{aligned} I_A &= I_{к0} + E_б / r_з; \\ U_A &\approx -\frac{T}{11600\beta_I}, \end{aligned}\right\}$$

где $r_з$ — сопротивление закрытого транзистора, которое учитывает утечки, ток термогенерации в переходе и другие факторы;

T — температура перехода в градусах Кельвина;

β_I — интегральный коэффициент передачи базового тока при инверсном включении.

Наклон линии запирания характеризуется принятым выше сопротивлением $r_з$ (обычно не менее 1 *Мом*), а наклон линии отпирания — сопротивлением $r_о$ (обычно составляет несколько *ом*).

Необходимо иметь в виду, что параметры I_A, U_A, $r_з$, $r_о$ существенно зависят от температуры. С увеличением температуры следует ожидать увеличения тока I_A (особенно у германиевых триодов), некоторого уменьшения напряжения U_A, а также уменьшения обоих сопротивлений. Все эти изменения равносильны дрейфу выходного напряжения.

При инверсном включении транзисторов I_A и U_A имеют меньшее значение, что позволяет существенно повысить чувствительность. Поэтому транзисторные ключи при инверсном включении получили большое распространение.

Для инверсного включения

$$\left.\begin{aligned} I_A &= -\frac{\beta_I}{\beta_N} I_{к0} - E_б / r_з; \\ U_A &\approx \frac{T}{11\,600\beta_N}. \end{aligned}\right\}$$

Обычно $\beta_N \gg \beta_I$, поэтому I_A и U_A при инверсном включении на один-два порядка меньше по сравнению со схемой нормального включения. Сопротивления $r_з$ и $r_о$ можно считать такими же, как и при нормальном включении транзисторов. Одним из методов уменьшения остаточного тока транзистора в закрытом состоянии является использование однополярного управления, при котором на базу подаются только отпирающие импульсы напряжения или тока. На рис. XIV.13 приведены схемы транзисторных ключей при биполярном (рис. XIV.13, *а*) и однополярном управлении (рис. XIV.13, *б*).

Другой способ уменьшения нулевого уровня транзисторных модуляторов заключается в использовании балансных схем или

двухтранзисторных компенсированных ключей, однако при этом число транзисторов приходится удваивать.

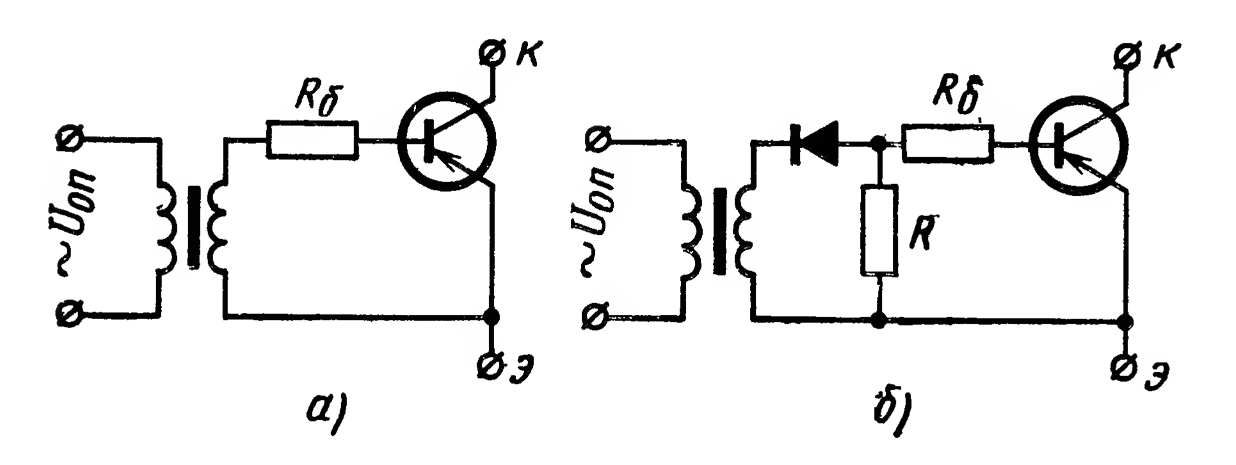
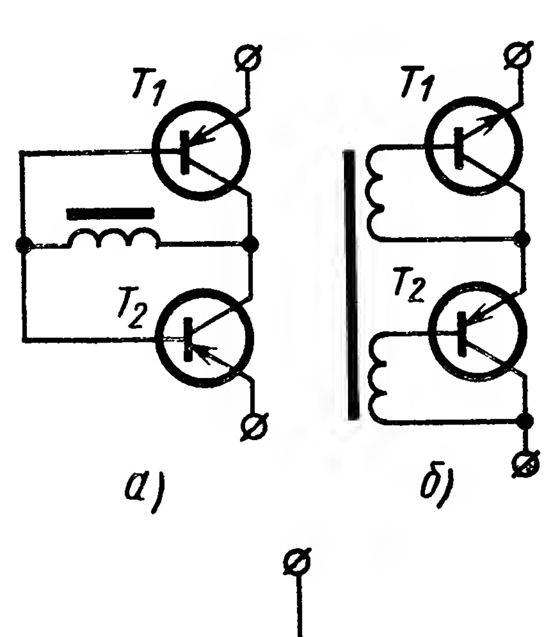


Рис. XIV.13. Схемы транзисторных ключей:

а — биполярное управление; *б* — однополярное управление

Компенсированные ключи состоят из двух транзисторов, включенных таким образом, что их источники помех частично или полностью компенсируют друг друга, при этом применяют как последовательное, так и параллельное включение транзисторов. На рис. XIV.14 приведены некоторые схемы двухтранзисторных компенсированных ключей.

Рассмотренные выше погрешности имеют тем меньшее относительное значение, чем больше сигнал. Поэтому при больших уровнях сигнала можно применить нормальную схему включения, а при малых — инверсную, либо применить однополярное управление, балансные схемы модуляторов или компенсированные ключи.



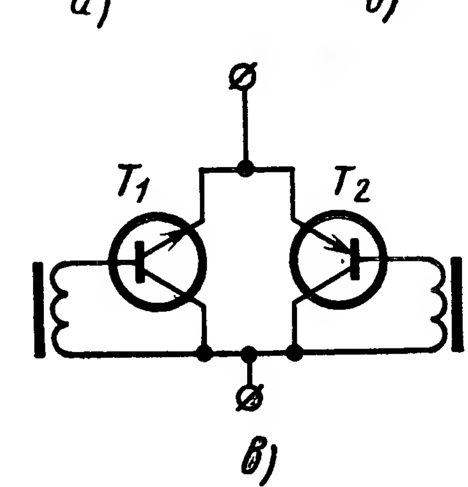


Рис. XIV.14. Схемы двухтранзисторных компенсированных ключей:

а — встречно-последовательное включение однотипных транзисторов; *б* — последовательное включение транзисторов с переходами *p — n — p* и *n — p — n*; *в* — параллельное включение транзисторов типа *p — n — p* и *n — p — n*

Рис. XIV.15. Статические эквивалентные схемы ключей:

а — нормальное включение; *б* — инверсное включение

На рис. XIV.15 приведены статические эквивалентные схемы ключей для нормального и инверсного включений транзисторов типа *p — n — p*.

Из приведенных эквивалентных схем следует, что при больших уровнях сигнала транзисторный ключ эквивалентен обычному

контактному ключу, переключающему два сопротивления r_o и $r_з$. Если теперь положить $r_з = \infty$, а $r_o = 0$, то получим полную аналогию с обычным контактным ключом.

Эквивалентная схема компенсированного двухтранзисторного ключа может быть приведена к форме, совпадающей по виду с эквивалентной схемой некомпенсированного транзисторного ключа.

Параметры эквивалентной схемы двухтранзисторного ключа при последовательном включении транзисторов (рис. XIV.14, *а*, *б*), связаны с параметрами отдельных ключей соотношениями:

$$U_{Aк} = U_{A1} - U_{A2};$$

$$r_{ок} = r_{o1} + r_{o2}; \qquad (XIV.13)$$

$$I_{Aк} = \frac{I_{A1} r_{з1} - I_{A2} r_{з2}}{r_{з1} + r_{з2}};$$

$$r_{зк} = r_{з1} + r_{з2}, \qquad (XIV.14)$$

а при параллельном включении (рис. XIV.14, *в*)

$$U_{Aк} = \frac{U_{A1} r_{o1} + U_{A2} r_{o2}}{r_{o1} + r_{o2}}; \qquad (XIV.15)$$

$$r_{ок} = \frac{r_{o1} r_{o2}}{r_{o1} + r_{o2}};$$

$$I_{Aк} = I_{A1} - I_{A2};$$

$$r_{зк} = \frac{r_{з1} r_{з2}}{r_{з1} + r_{з2}}, \qquad (XIV.16)$$

где индекс 1 — относится к первому ключу; индекс 2 — ко второму, а индекс k — к компенсированному ключу.

Если динамические сопротивления транзисторных ключей, образующих компенсированный ключ, одинаковы, т. е. $r_{o1} = r_{o2} = r_o$ и $r_1 = r_{з2} = r_з$, то для последовательного ключа:

$U_{Aк} = U_{A1} - U_{A2}$; $r_{ок} = 2r_o$; $I_{Aк} = 0{,}5\,(I_{A1} - I_{A2})$; $r_{зк} = 2r_з$

и для параллельного ключа: $U_{Aк} = 0{,}5\,(U_{A1} - U_{A2})$;

$r_{ок} = 0{,}5 r_o$; $I_{Aк} = I_{A1} - I_{A2}$; $r_{зк} = 0{,}5 r_з$.

Из выражений (XIV.13)—(XIV.16) следует, что при соответствующем подборе транзисторов всегда возможна полная компенсация источников помех отдельных транзисторов. Как указывалось выше, параметры транзисторов не остаются постоянными, что приводит к дрейфу нулевого уровня, однако этот уровень при использовании компенсированных ключей примерно на порядок меньше, чем при использовании обычных ключей. По этой причине в модуля-

торах на транзисторных ключах наиболее часто используют компенсированные ключи, образованные встречно-последовательным инверсным включением отдельных транзисторов (рис. XIV.14, *а*).

Нагрузкой транзисторного модулятора обычно является входное сопротивление лампового или транзисторного усилителя низкой частоты. Для того чтобы исключить гальваническую связь между источником входного сигнала и входной цепью усилителя, в модуляторах применяют либо реостатно-емкостную связь, либо трансформаторную связь. Реостатно-емкостную связь обычно используют при малых уровнях сигнала, так как она позволяет избежать наводок на выходной трансформатор от источников питания.

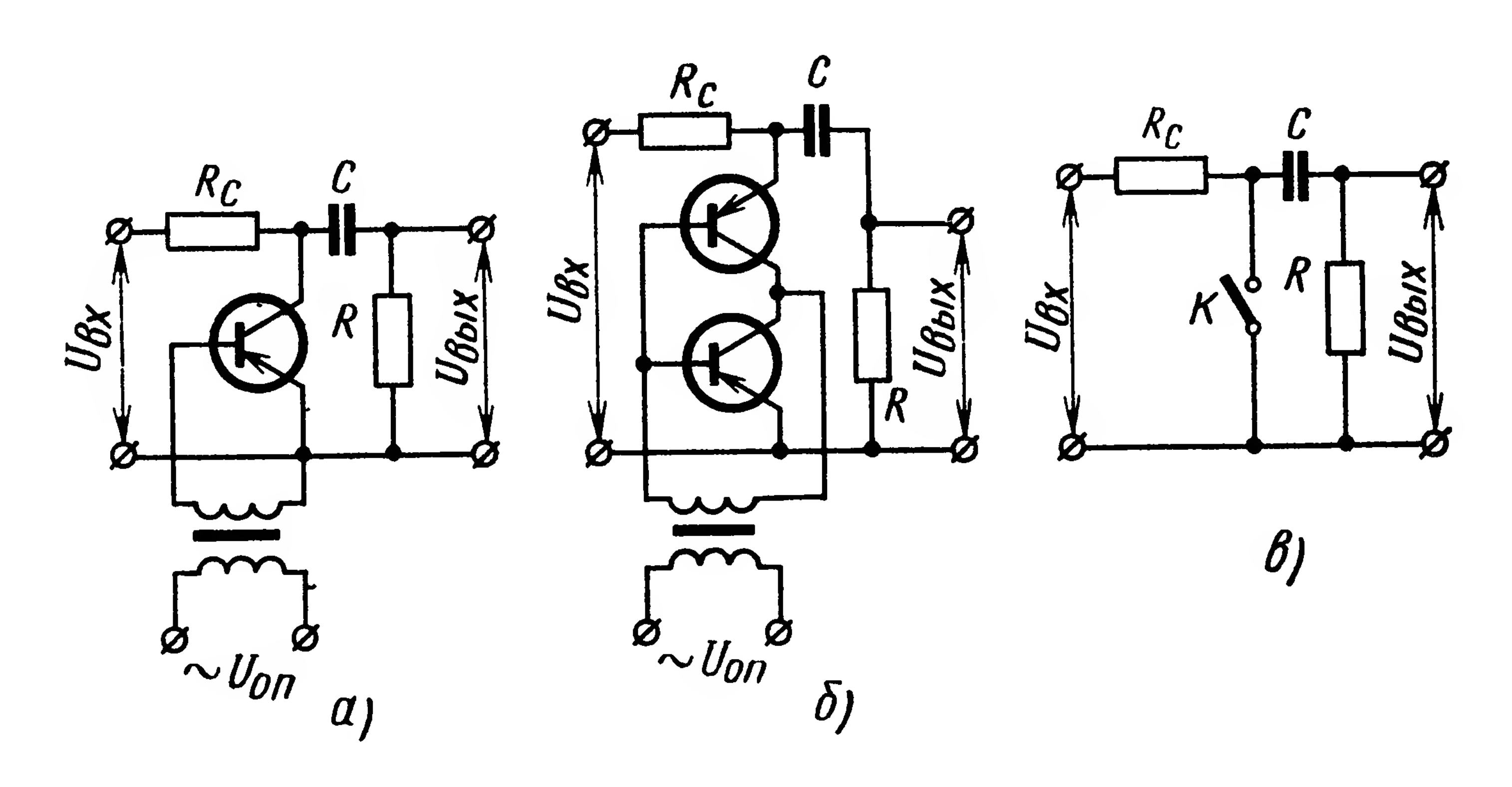


Рис. XIV.16. Схемы однополупериодных транзисторных модуляторов с реостатно-емкостным выходом и их упрощенная эквивалентная схема:

а — с простым ключом; *б* — с компенсированным ключом; *в* — эквивалентная схема

Трансформаторную связь желательно использовать только в тех случаях, когда требуется согласовать малое входное сопротивление усилителя с большим выходным сопротивлением источника сигнала.

Модуляторы на транзисторных ключах с реостатно-емкостным выходом. На рис. XIV.16 приведены принципиальные схемы однополупериодных модуляторов с использованием простого и компенсационного ключей и их упрощенная эквивалентная схема (для случая $r_о = r_{ок} = 0$; $r_з = r_{зк} = \infty$; $I_A = I_{Ак} = U_A = U_{Ак} = 0$). Такой модулятор работает следующим образом.

При достаточно большом напряжении между эмиттером и базой ($U_{mб} > U_{вх}$), т. е. почти в течение всего полупериода опорного напряжения, ключ K можно считать замкнутым, а в течение остальной части периода — разомкнутым. При замыкании ключа K с частотой опорного напряжения на вход RC-цепочки будет поступать последовательность прямоугольных импульсов напряжения с амплитудой $U_{вх}$ и скважностью, равной 0,5 (рис. XIV.17).

После разложения этой последовательности в ряд Фурье получим

$$e(t)=\frac{U_{вх}}{2}+\frac{2U_{вх}}{\pi}\left(\sin\omega t+\frac{1}{3}\sin 3\omega t+\ldots\right).$$

Обычно представляет интерес только первая гармоника из всех составляющих спектра выходного напряжения модулятора. При достаточно большой постоянной времени RC-цепочки по сравнению с периодом опорного напряжения, т. е. при $RC\gg\frac{1}{\omega}$, первая гармоника пройдет на выход модулятора без заметных амплитудных и фазовых искажений. Следовательно, если пренебречь шунтирующим действием сопротивления нагрузки, динамическими сопротивлениями открытого и закрытого ключа, то коэффициент преобразования модулятора с реостатно-емкостным выходом будет равен своему максимальному значению

$$k_{\max}=\frac{U_{m1}}{U_{вх}}=\frac{2}{\pi}.$$

В реальных условиях $k<\frac{2}{\pi}$.

Сопротивление R_c служит для ограничения максимального значения тока, снимаемого с датчика. В качестве сопротивления R_c можно использовать выходное сопротивление источника сигнала, либо включить в схему модулятора специальный добавочный резистор. При замкнутом ключе K от источника сигнала отбирается ток

$$I_д=\frac{U_{вх}}{R_c}.$$

Рис. XIV.17. График напряжения на входе RC-цепочки

По известным значениям $U_{вх\,\max}$ и $I_{д\,\max}$ можно выбрать подходящий транзистор и необходимую величину сопротивления R_c:

$$R_{c\,\min}\geqslant\frac{U_{вх\max}}{I_{д\max}}.$$

При достаточно большой постоянной времени RC-цепочки, напряжение на емкости равно постоянной составляющей, т. е. $U_{вх}/2$ и практически не изменяется при замыкании и размыкании ключа K. Сопротивления R_c и R образуют делитель напряжения, что эквивалентно уменьшению амплитуды импульсов, а следовательно, и амплитуды первой гармоники. Если учесть шунтирующее действие сопротивления R, то коэффициент преобразования модулятора уменьшится:

$$k=k_{\max}\frac{R}{R+0{,}5R_c}.$$

Сопротивление R следует выбирать из условия $R\gg R_c$, обычно $R=(5\div 10)\,R_c$.

Зная величину сопротивления R, легко выбрать и величину емкости из условия

$$\frac{1}{RC} \gg \omega.$$

Практически, если частота сопряжения на декаду ниже частоты опорного напряжения, то

$$C \geqslant \frac{10}{R\omega}. \qquad \text{(XIV.17)}$$

На рис. XIV.18 приведены принципиальная и упрощенная эквивалентная схемы однополупериодного модулятора с двумя компенсированными ключами и реостатно-емкостным выходом. Нали-

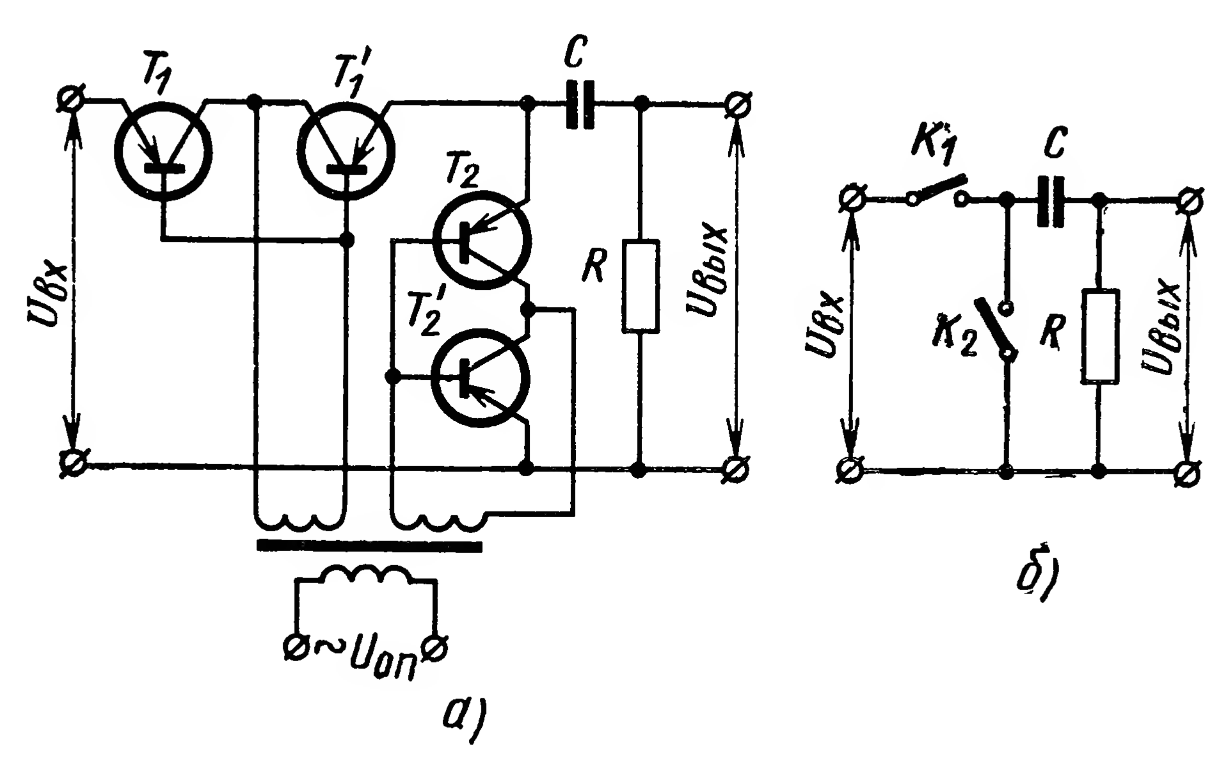


Рис. XIV.18. Принципиальная схема однополупериодного модулятора с двумя компенсированными ключами и его упрощенная эквивалентная схема

чие двух ключей позволяет использовать низкоомный источник сигнала, при этом отбираемый от него ток определяется величиной сопротивления R:

$$I_{д\,ср} = \frac{U_{вх}}{2R}.$$

Зная допустимую величину среднего тока $I_{д\,ср}$, можно подобрать соответствующий транзистор и необходимую величину сопротивления R. Необходимая величина емкости может быть определена по выражению (XIV.17).

Такую схему модулятора целесообразно применять при малых уровнях входного сигнала и низкоомном источнике сигнала. При соответствующем подборе транзисторов T_1, T_1' и T_2, T_2' можно уменьшить уровень остаточного напряжения до нескольких микровольт.

Коэффициент преобразования такого модулятора

$$k_{max} = 2/\pi.$$

Модуляторы на транзисторных ключах с трансформаторным выходом. Модуляторы с трансформаторной связью обычно выполняются

по двухполупериодной схеме с использованием компенсированных ключей.

На рис. XIV.19 приведены принципиальная и упрощенная эквивалентная (для одного полупериода опорного напряжения) схемы такого модулятора. Трансформатор $Тр_1$ позволяет наилучшим образом согласовать выходное сопротивление источника сигнала R_c с сопротивлением нагрузки $R_н$. Емкость C, включенная параллельно вторичной обмотке трансформатора $Тр_1$, позволяет образовать колебательный контур, настроенный на частоту опорного напряжения, необходимый для выделения первой гармоники из спектра выходного сигнала. Максимальная мощность будет отбираться от источника сигнала, когда $R_c = R'_н$, а $R'_н = \frac{R_н}{n^2_{opt}}$, где n_{opt} — оптимальный коэффициент передачи выходного трансформатора по напряжению

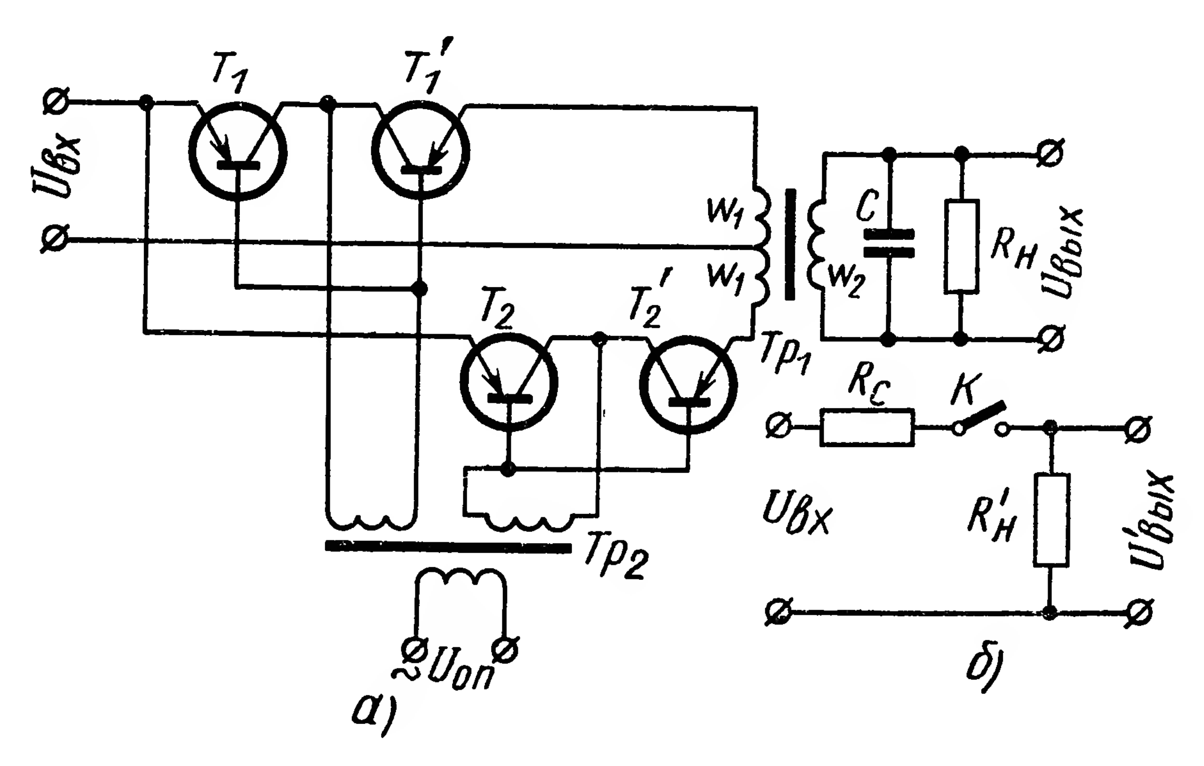


Рис. XIV.19. Принципиальная схема двухполупериодного модулятора с компенсированными ключами и трансформаторным выходом и его упрощенная эквивалентная схема

(коэффициент трансформации), равный отношению числа витков вторичной обмотки w_2 к числу витков первичной обмотки w_1, т. е. $n = w_2/w_1$.

Если пренебречь динамическими сопротивлениями открытого и закрытого ключей, резонансным сопротивлением контура, как это сделано на рис. XIV.19, *б*, то оптимальный коэффициент трансформации выходного трансформатора

$$n_{opt} = \sqrt{\frac{R_н}{R_c}}.$$

Характер изменения напряжения на $R'_н$ подобен изменению напряжения на входе RC-цепочки модулятора с реостатно-емкостным выходом (см. рис. XIV.17), с той лишь разницей, что амплитуда импульсов напряжения

$$U'_{вых} = U_{вх} \frac{R'_н}{R'_н + R_c}.$$

При оптимальном коэффициенте трансформации $R'_н = R_c$ и $U'_{вых} = 0{,}5\ U_{вх}$.

Воспользовавшись, как и ранее, разложением прямоугольной последовательности импульсов в ряд Фурье, найдем, что амплитуда первой гармоники $U_{m1} = \frac{2}{\pi} U'_{вых}$, т. е.

$$U_{m1} = \frac{U_{вх}}{\pi}.$$

Учитывая, что $U_{вых} = n_{\text{opt}} U'_{вых}$ и рассматриваемая схема является двухполупериодной, окончательно получим

$$U_{m1} = \frac{2n_{\text{opt}}}{\pi} U_{вх}. \qquad \text{(XIV.18)}$$

Из этого выражения следует, что коэффициент преобразования модулятора по напряжению равен

$$k = \frac{U_{m1}}{U_{вх}} = \frac{2n_{\text{opt}}}{\pi} = \frac{2}{\pi}\sqrt{\frac{R_н}{R_c}}. \qquad \text{(XIV.19)}$$

Предположим, что каждая пара последовательно и встречно включенных транзисторов обладает семейством характеристик $I_к\ (U_{кэ},\ U_{бк})$, приведенных на рис. XIV.20.

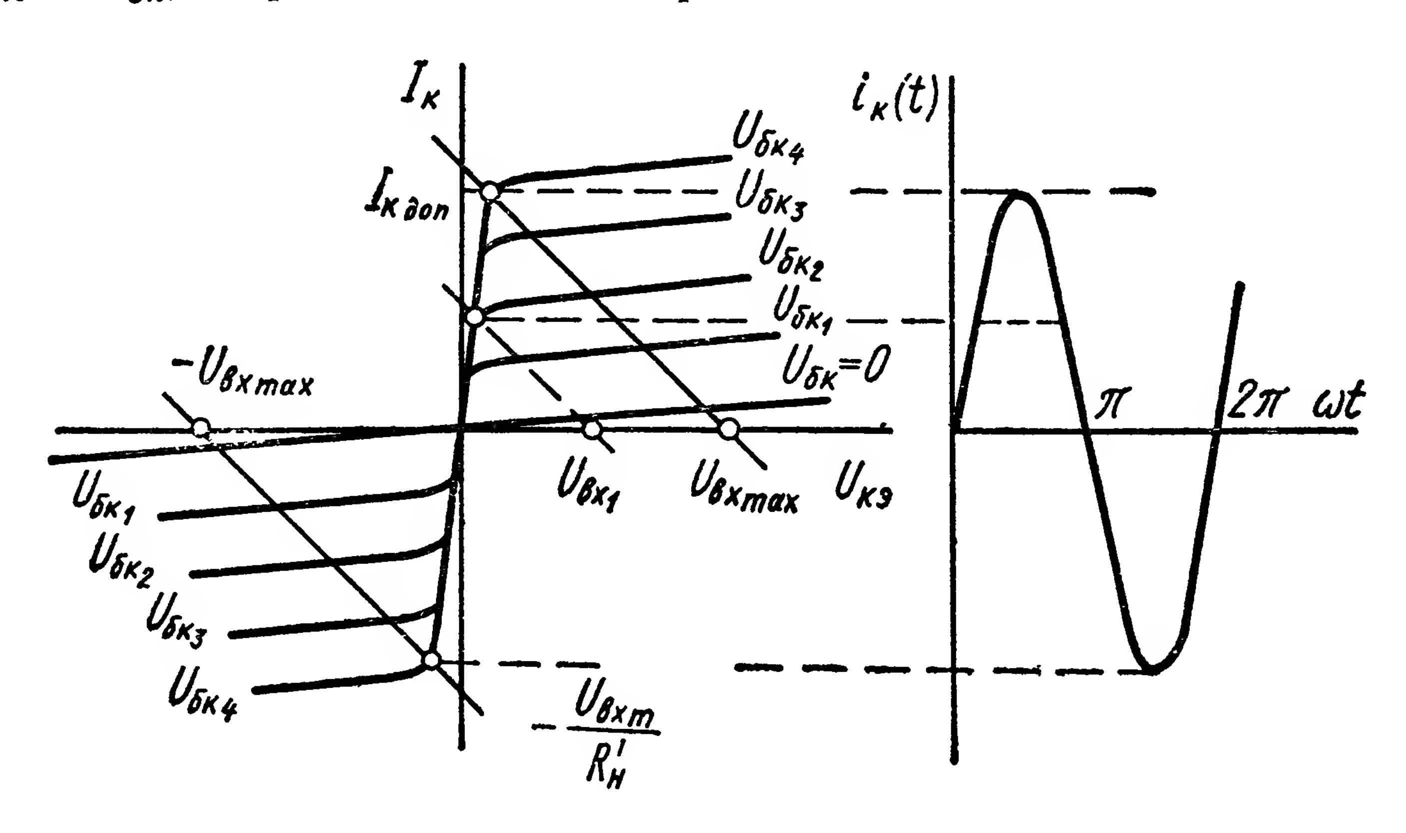


Рис. XIV.20. Семейство характеристик транзисторов и графики выходного тока модулятора при различных напряжениях на входе

Пусть опорное напряжение $U_{бк}$ изменяется по закону

$$U_{бк} = U_{mбк} \sin \omega t$$

и при этом амплитудному значению $U_{mбк}$ соответствует максимально допустимое значение тока для данного типа триода:

$$I_{к\,доп} \approx I_{э\,доп} = I_{m\,вых} = \frac{U_{кэ\,\max}}{R'_н}.$$

При этих допущениях изменение напряжения на нагрузке во времени будет синусоидальным. Пренебрегая падением напряжения на транзисторах, амплитуда напряжения на нагрузке

$$U_{m\,вых} \approx U_{кэ\,\max} = \frac{1}{2} U_{вх},$$

а коэффициент преобразования модулятора с учетом выходного трансформатора

$$k = \frac{U_{m1}}{U_{вх}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_н}{R_c}}.$$

При малых значениях сигнала на входе модулятора, например $U_{вх1}$ (штриховая линия на рис. XIV.20), нагрузочная линия пройдет ближе к началу координат, и при всех значениях $U_{бк} > U_{бк2}$ величина тока $I_к$ изменяться не будет, следовательно, форма выходного напряжения будет близкой к прямоугольной и коэффициент преобразования модулятора

$$k = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{R_н}{R_c}}.$$

Коэффициент преобразования модулятора зависит от уровня входного сигнала, т. е. статическая характеристика модулятора нелинейна. Для устранения этого недостатка необходимо выбрать триоды таким образом, чтобы

$$\frac{U_{кэ\,\max}}{R'_н} < 0{,}4 I_{к\,доп},$$

или

$$I_{к\,доп} > 2{,}5 \frac{U_{вх\,\max}}{2R'_н}. \qquad \text{(XIV.20)}$$

Максимально допустимое напряжение на эмиттерном переходе закрытого триода должно удовлетворять условию

$$U_{эк\,доп} > U_{кэ\,\max} = \frac{U_{вх\,\max}}{2}.$$

Для того чтобы можно было пренебречь шунтирующим действием резонансного контура, индуктивность первичной обмотки $Тр_1$ выбирают из условия

$$X_{L_1} = \omega L_1 = (5 \div 10) R'_н$$

или

$$L_1 = \frac{(5 \div 10) R'_н}{\omega}, \qquad \text{(XIV.21)}$$

где ω — круговая частота опорного напряжения.

Необходимая величина емкости

$$C = \frac{1}{\omega n^2 L_1}. \qquad \text{(XIV.22)}$$

Если коэффициент трансформации Tp_1 выбран оптимальным, т. е. $n=\sqrt{\frac{R_н}{R_c}}$, выражения (XIV.20), (XIV.21), (XIV.22) примут вид:

$$\left.\begin{array}{c} I_{к\,доп} > 2{,}5\,\dfrac{U_{вх\,\max}}{2R_c}; \\ L_1 = \dfrac{(5 \div 10)\,R_c}{2\pi f}; \quad C = \dfrac{1}{2\pi f\,(5 \div 10)\,R_н}, \end{array}\right\}$$

где f — частота опорного напряжения.

2. ФАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В ПОСТОЯННЫЙ

Фазочувствительные преобразователи переменного тока в постоянный по выполняемым функциям можно подразделить на три типа: а) фазочувствительные усилители-выпрямители, б) демодуляторы, в) усилители-демодуляторы.

В фазочувствительных усилителях-выпрямителях при изменении фазы преобразуемого сигнала на 180° изменяются на выходе только величины среднего значения выпрямленного тока или напряжения, а направление тока в нагрузке или полярность выходного напряжения остаются неизменными, т. е. схема фазочувствительного усилителя-выпрямителя нереверсивная.

Фазочувствительные усилители-выпрямители применяются в автоматике сравнительно редко, например, в электронных реле переменного тока, при управлении электромагнитными муфтами, в нереверсивных приводах постоянного тока и т. п.

Описание и расчет фазочувствительных усилителей-выпрямителей (усилителей среднего значения) даны в работах [6], [16].

В демодуляторах и усилителях-демодуляторах при изменении фазы входного сигнала на 180° и постоянной амплитуде изменяется только направление выпрямленного результирующего тока (или полярность выходного напряжения), а среднее значение выходного сигнала при этом не меняется. Таким образом, схемы преобразователей данного типа реверсивные.

В демодуляторах преобразование входного сигнала происходит с потерей его мощности, т. е. мощность выходного сигнала всегда меньше входного. В усилителях-демодуляторах, наоборот, преобразование входного сигнала сопровождается одновременным усилением его по мощности за счет энергии источников питания.

Демодуляторы и усилители-демодуляторы могут быть однополупериодными или двухполупериодными, т. е. ток в нагрузке в одном направлении может протекать в один полупериод или в оба полупериода опорного (коммутирующего) напряжения.

Схемы как однополупериодных, так и двухполупериодных демодуляторов и усилителей-демодуляторов зависят от вида нагрузки

(со средней точкой или без нее), а также от числа вторичных обмоток входного трансформатора или числа усилительных элементов.

Схемы однополупериодных демодуляторов и усилителей-демодуляторов могут быть представлены структурными обобщенными схемами, показанными на рис. XIV.21.

В этих схемах на месте элементов $Э_1$ и $Э_2$ включаются источники опорного напряжения, источники сигналов в демодуляторах или усилительные элементы (транзисторы, электронные лампы) в уси-

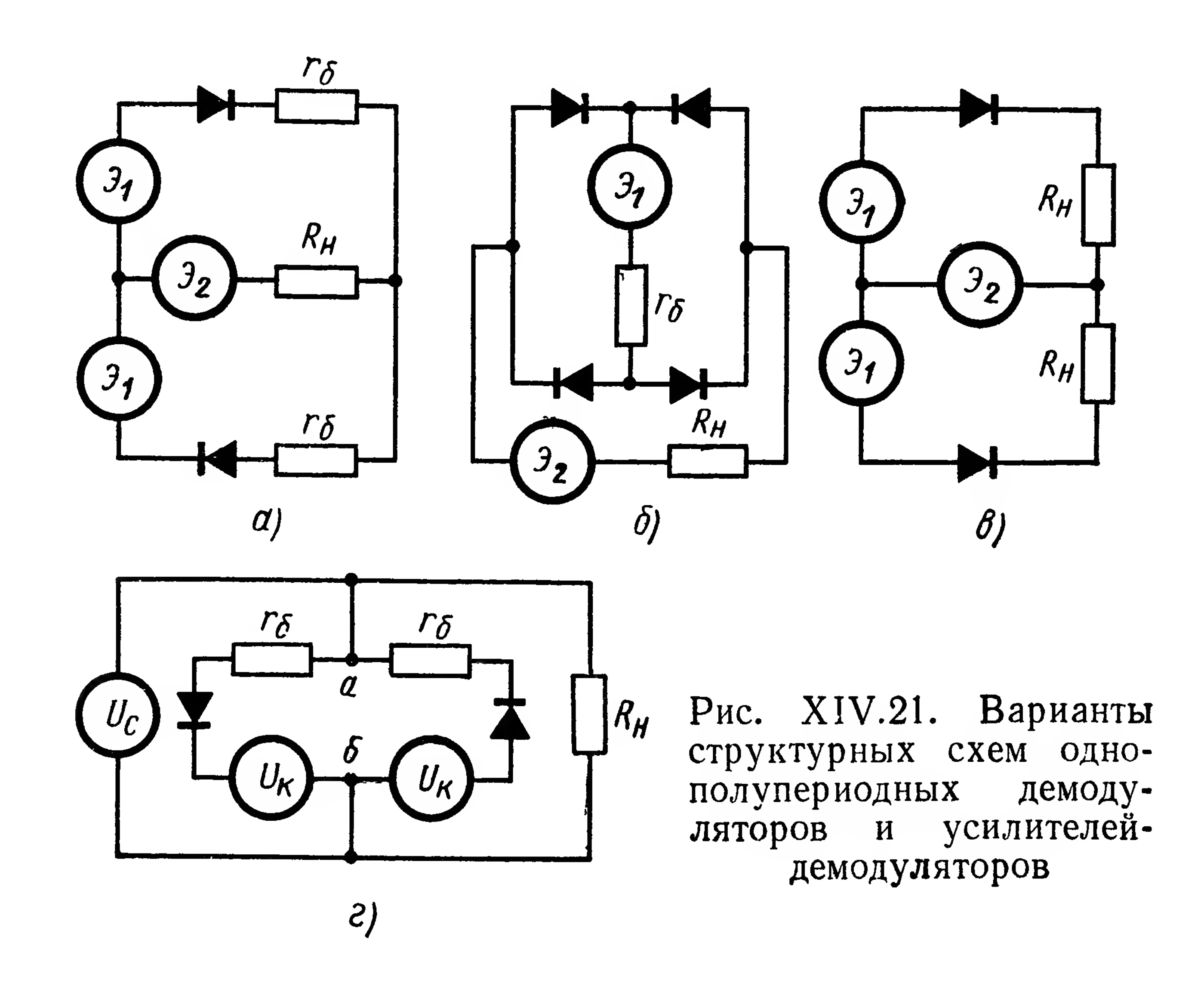


Рис. XIV.21. Варианты структурных схем однополупериодных демодуляторов и усилителей-демодуляторов

лителях-демодуляторах. В схемах, приведенных на рис. XIV.21, *а* и *б*, опорное напряжение включается в демодуляторах на месте элемента $Э_1$, а в усилителях-демодуляторах на месте элемента $Э_2$.

В схемах (рис. XIV.21, *а*, *б*, *в*) опорное напряжение коммутирует цепи, через которые подается сигнал в нагрузку. Но возможно и другое (менее рациональное) структурное построение демодулятора (рис. XIV.21, *г*), у которого опорное напряжение $U_к$ отпирает цепь *аб*, практически отключая нагрузку от источника сигнала $U_с$.

Многочисленные схемы двухполупериодных демодуляторов и усилителей-демодуляторов по структуре построения можно разделить на четыре группы: кольцевые схемы (рис. XIV.22, *а*), схемы с двумя выпрямительными мостиками (рис. XIV. 22, *б*); крестообразные схемы (рис. XIV.22, *в*) и схемы с параллельным включением выпрямителей (рис. XIV.22, *г*). Кольцевая схема может быть использована только в демодуляторах.

В схемах, показанных на рис. XIV.22, место элементов $Э_1$—$Э_3$ занимают: нагрузка со средней или без средней точки, источники сигнала (в демодуляторах) или усилительные элементы (в усилителях-демодуляторах) и источники опорного напряжения.

В структурных построениях (рис. XIV.22) возможны и другие варианты мест расположения элементов как с увеличением, так и без увеличения их числа.

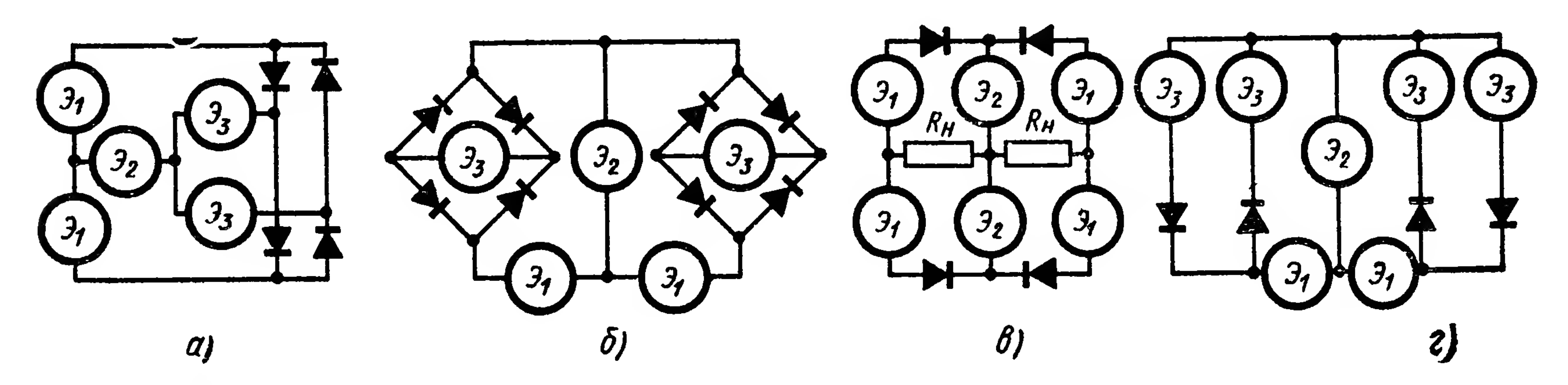


Рис. XIV.22. Структурные схемы двухполупериодных демодуляторов и усилителей-демодуляторов:

а — кольцевая схема; *б* — с двумя выпрямительными мостиками; *в* — крестообразная; *г* — с параллельным включением выпрямителей

Однополупериодные демодуляторы на полупроводниковых или вакуумных диодах. Рассмотрим работу однополупериодного демодулятора, принципиальная схема которого приведена на рис. XIV.23, а структурная схема на рис. XIV.21, *в*. Пусть $C_н = 0$, $Z_н = R_н$, а $U_к > U_c$. При входном сигнале, равном нулю ($U_c = 0$), и мгновенной полярности коммутирующего напряжения $U_к$, показанной на

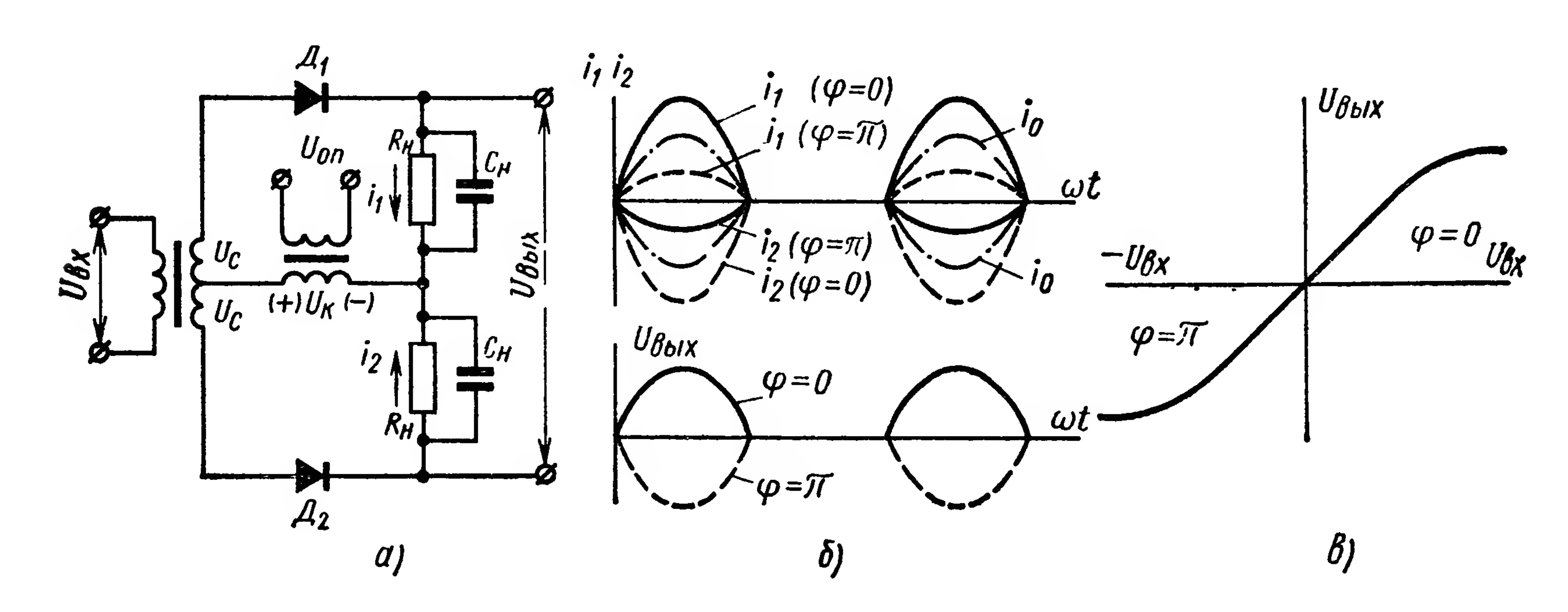


Рис. XIV.23. Однополупериодный демодулятор на диодах:

а — принципиальная схема; *б* — кривые изменения токов в нагрузке при $C_н = 0$; *в* — выходная характеристика

схеме, оба диода открыты. По плечам нагрузки протекают равные, но противоположно направленные токи $i_1 = i_2 = i_0$. Выходное напряжение $U_{вых} = R_н (i_1 - i_2) = 0$. В течение второго полупериода коммутирующего напряжения оба диода закрыты, а выходное напряжение пропорционально разности обратных токов диодов.

Если входной сигнал отличен от нуля и подается в цепь диода $Д_1$ в фазе, а в цепь диода $Д_2$ в противофазе с коммутирующим напряжением, то ток i_1 возрастет и станет больше i_0, а $i_2 < i_0$. На выходе демодулятора появится напряжение, равное

$$U_{вых} = R_н (i_1 - i_2) = R_н i_{рез}.$$

Полярность выходного напряжения определяется падением напряжения на плече нагрузки, по которому течет больший ток (i_1). При смене фазы входного сигнала на 180° полярность выходного напряжения изменится на противоположную. Графики изменения токов в плечах схемы и выходного напряжения показаны на рис. XIV.23, *б*, а выходная характеристика демодулятора на рис. XIV.23, *в*.

Рассматривая работу демодулятора, предполагалось, что сдвиг по фазе равен 0 или π. Но синусоидальное напряжение входного сигнала U_c может быть сдвинуто по фазе на угол $\varphi \neq 0$ по отношению к коммутирующему напряжению, т. е.

$$U_к = U_{кm} \sin \omega t,$$

а

$$U_c = U_{cm} \sin (\omega t - \varphi).$$

Графики изменения токов и напряжений в цепи диодов $Д_1$ и $Д_2$ в схеме (рис. XIV.23, *а*) при $\varphi \neq 0$ и $C_н = 0$ будут иметь вид, показанный на рис. XIV.24.

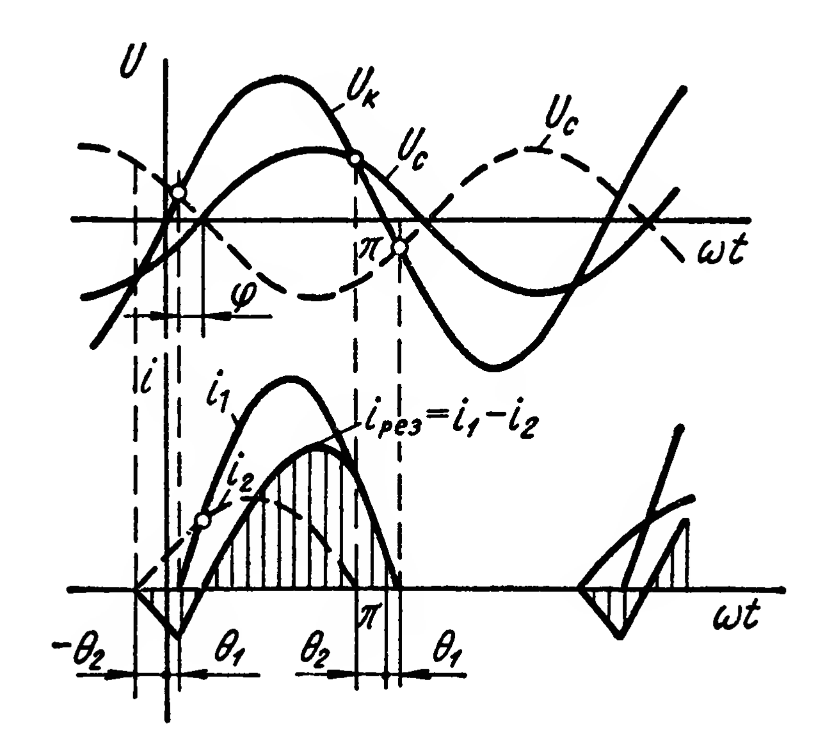


Рис. XIV.24. Кривые изменения токов и напряжений в цепи диодов при $\varphi \neq 0$ и $C_н = 0$

В большинстве случаев $U_к \gg U_c$; при этом, как видно из рис. XIV.24, углы отсечки токов θ_1 и θ_2 с достаточной для практики степенью точности можно принять $\theta_1 = \theta_2 = \theta$ [16]. Угол θ можно определить из уравнения

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{U_c \sin \varphi}{U_к + U_c \sin \varphi}.$$

Среднее значение выходного напряжения будет равно

$$U_{вых\,ср} = R_н (I_{ср1} - I_{ср2}) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{U_c R_н}{R_н + R_д} \cos \theta \cdot \cos \varphi.$$

Следовательно, при наличии угла сдвига фазы $\varphi \neq 0$ между входным сигналом и коммутирующим напряжением среднее значение выходного напряжения уменьшается примерно пропорционально косинусу угла φ. Наиболее распространенной нагрузкой однополупериодного демодулятора является активное сопротивление, параллельно которому включается емкость с целью сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения, увеличения среднего значения выходного напряжения (или тока), а также увеличения коэффициента передачи.

Двухполупериодные демодуляторы на диодах. Более широкое распространение получили двухполупериодные демодуляторы. Прин-

цип работы и основные параметры двухполупериодных демодуляторов рассмотрим на примере кольцевой схемы и схемы с двумя выпрямительными мостиками (структурные схемы рис. XIV.22, *а* и *б*), получивших наибольшее применение в системах автоматического управления [2].

В кольцевой схеме (рис. XIV.22, *а*) вид нагрузки определяет количество источников коммутирующего напряжения и сигнала. Если нагрузка со средней точкой (элемент $Э_3$), то требуется один источник напряжения сигнала (элемент $Э_2$) и два источника коммутирующего напряжения (элемент $Э_1$) или наоборот.

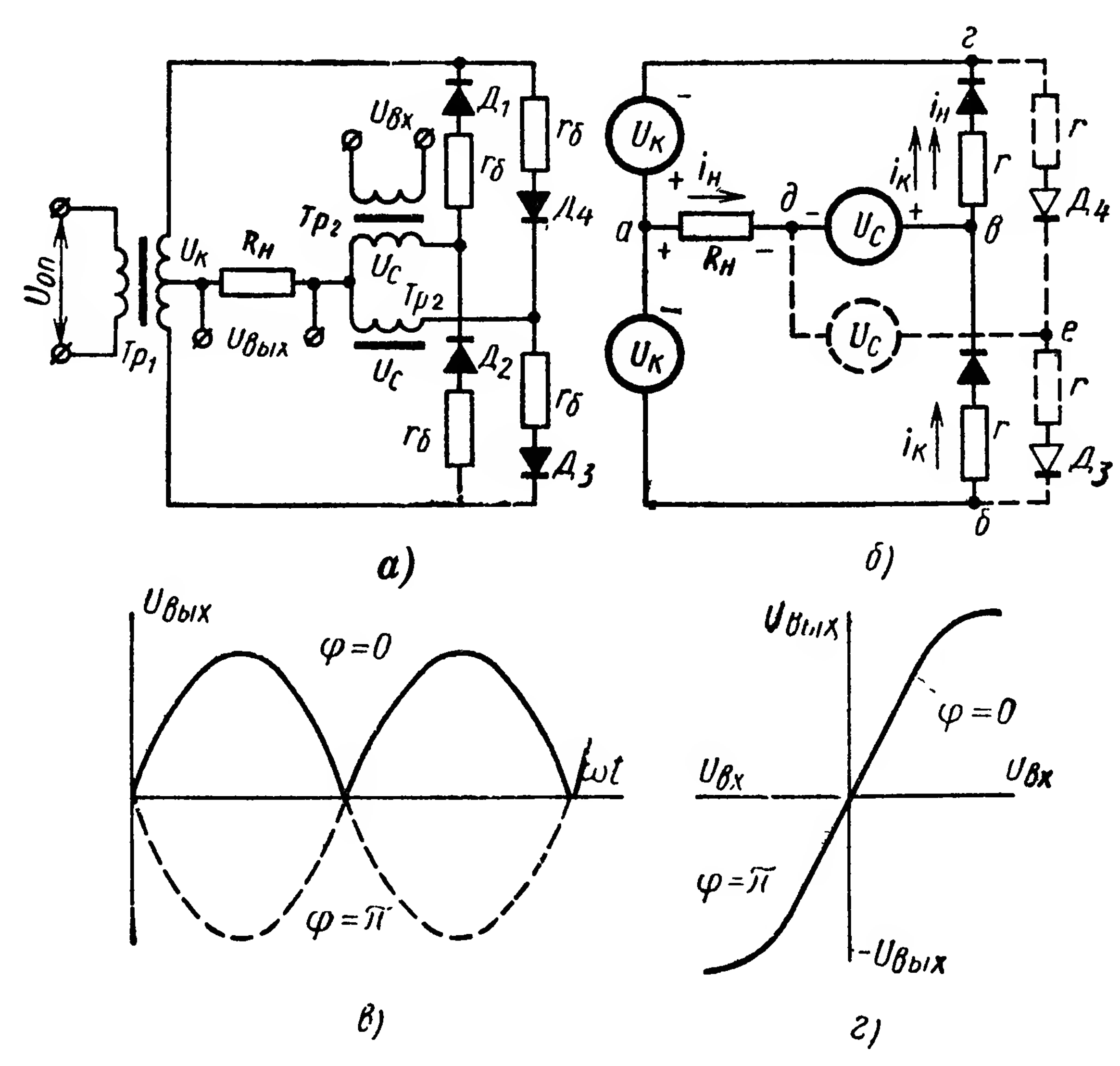


Рис. XIV.25. Кольцевая схема двухполупериодного демодулятора на диодах:

а — принципиальная схема; *б* — расчетная схема; *в* — кривые изменения выходного напряжения; *г* — выходная характеристика

Принципиальная и расчетная схемы кольцевого демодулятора, работающего на нагрузку без средней точки, приведены на рис. XIV.25, *а*, *б*. При входном сигнале, равном нулю, и мгновенной полярности напряжений, соответствующей первому полупериоду коммутирующего напряжения, открыты диоды $Д_1$ и $Д_2$ (рис. XIV.25,*а*), а диоды $Д_3$ и $Д_4$ закрыты, во втором полупериоде — наоборот. При этом в оба полупериода коммутирующего напряжения ток в нагрузке отсутствует. При $U_{вх} \neq 0$ и $U_к > U_с$ направление тока в оба полупериода на рис. XIV.25, *б* показано стрелками. Если фазу входного сигнала изменить на обратную, то изменится направление тока в нагрузке в оба полупериода (рис. XIV.25, *в*).

Нетрудно убедиться, что в каждый полупериод схема представляет собой однополупериодный демодулятор (рис. XIV.21, *а*).

На рис. XIV.25, *б* приведена расчетная схема кольцевого демодулятора, причем штриховой линией изображена та часть схемы, по которой в первый полупериод токи не протекают.

Полагая, что сопротивление диодов в проводящем направлении мало, а в непроводящем — равно бесконечности, $U_к > U_c$ и сдвиг фазы $\varphi = 0$ или π, а также пренебрегая омическим сопротивлением вторичных обмоток трансфоматоров, получим аналитические зависимости, связывающие параметры схемы. С целью ограничения токов во внешнем контуре включается добавочное балластное сопротивление $r_б$. В схеме рис. XIV.25, *а*, *б* сопротивление $r = r_б + R_д$.

Составляя уравнения напряжений для контура *абвга* и *абвда* (рис. XIV. 25, *б*), после преобразований получим уравнение для мгновенного значения тока, протекающего в нагрузке:

$$i_н = \frac{U_{cm} \sin \omega t}{R_н + 0{,}5r}.$$

Действующее значение тока в нагрузке и выходное напряжение

$$I_н = \frac{U_c}{R_н + 0{,}5r};$$

$$U_{вых} = R_н I_н = \frac{U_c R_н}{R_н + 0{,}5r}.$$

Из этих выражений видно, что при $U_к > U_c$ ток нагрузки и выходное напряжение не зависят от $U_{оп}$, а выходная характеристика будет иметь вид, показанный на рис. XIV.25, *г*.

Рассматривая контур *адега*, можно получить условие запирания диода $Д_4$:

$$U_к \geqslant U_c + I_н R_н.$$

Отсюда следует, что необходимое соотношение между величиной максимального сигнала в демодуляторе и коммутирующим напряжением определяется равенством

$$U_к \geqslant U_{c\,\max} \frac{4R_н + r}{2R_н + r}.$$

Очевидно, что

$$U_{к\,\min} = U_{c\,\max} \frac{4R_н + r}{2R_н + r}.$$

Если это неравенство не будет соблюдено, то диод будет открыт и ток потечет в направлении, противоположном направлению основного тока. Это приведет к уменьшению выходного напряжения, увеличению мощности, потребляемой от источника сигнала, уменьшению коэффициента преобразования и к. п. д. схемы.

Если допустить, что $U_к < U_c$, то управление диодами будет осуществляться источником сигнала, а не коммутирующим напряжением и они как бы поменяются местами. Величина выходного напряжения при этом будет пропорциональна значению $U_к$.

На рис. XIV. 26, *а* показана зависимость выходного напряжения от отношения $U_c/U_к$.

Рассматривая контур *адеба* (рис. XIV.25), определяем максимальное обратное напряжение, прикладываемое к диодам:

$$U_{ег}=2U_{c\,\max}\frac{4R_н+r}{2R_н+r}=2U_{к\,\min}.$$

Максимальный ток, протекающий по диоду,

$$I_{д\max}=U_{c\max}\left(\frac{2}{r}+\frac{2}{2R_н+r}\right).$$

Основным параметром, характеризующим работу демодуляторов, является коэффициент преобразования (передачи) $k_д$, под

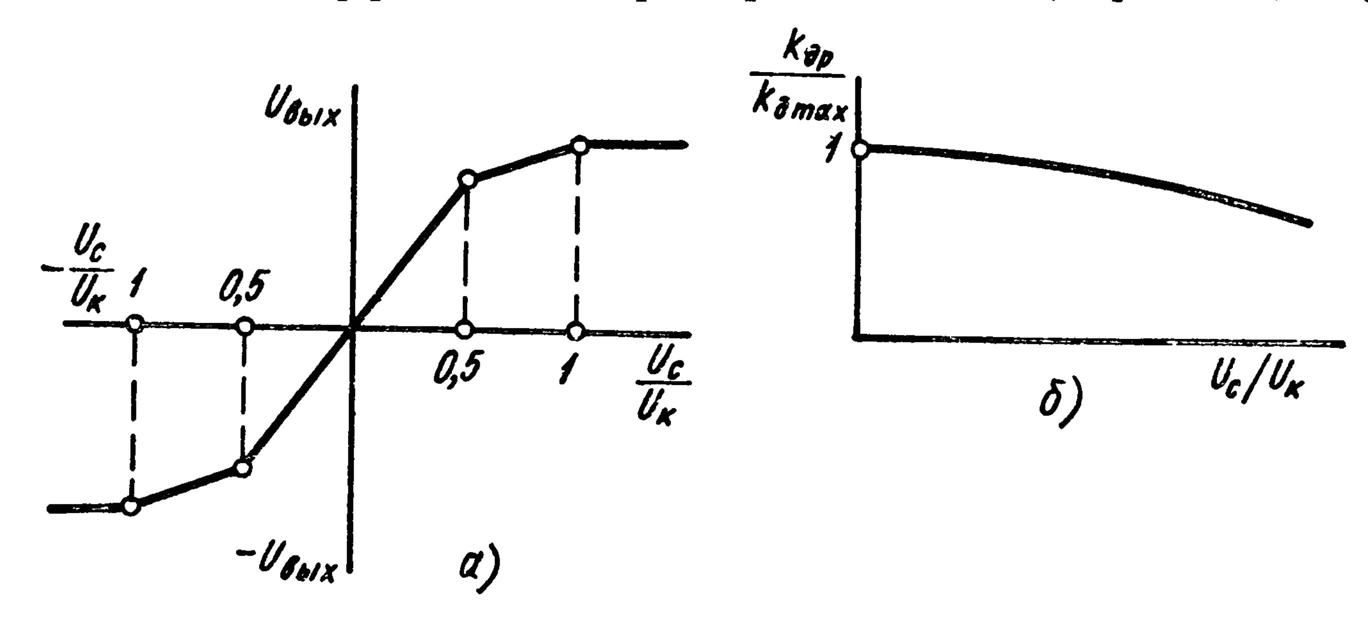


Рис. XIV.26. Двухполупериодный кольцевой демодулятор на диодах:

а — зависимость выходного напряжения от соотношения $U_с/U_к$;

б — зависимость $\frac{k_{др}}{k_{д\max}}=f\left(\frac{U_c}{U_к}\right)$

которым понимают отношение среднего значения напряжения на нагрузке $U_{нср}=I_{нср}R_н$ к действующему значению напряжения на половине вторичной обмотки входного трансформатора:

$$k_д=\frac{U_{н\,ср}}{U_{вх}}=\frac{2}{k_ф\,(2+\beta_д)},\qquad\text{(XIV.23)}$$

где $k_ф=\frac{I_н}{I_{н\,ср}}$ — коэффициент формы тока переменного сигнала (для синусоидального тока $k_ф=1{,}1$);

$$\beta_д=\frac{r}{R_н}.$$

Из уравнения (XIV.23) следует, что коэффициент передачи не зависит от отношения $\frac{U_c}{U_к}$. Однако из-за нелинейности вольт-амперной характеристики реального диода коэффициент передачи демодулятора является некоторой функцией этого отношения. Зависимость $\frac{k_{др}}{k_{д\max}}=f\left(\frac{U_c}{U_к}\right)$ показана на рис. XIV.26, *б*, где $k_{др}$ — реаль-

ный коэффициент усиления, а $k_{\partial max} = k_\partial$ — максимальный коэффициент передачи, определяемый из выражения (XIV.23):

При расчете демодуляторов находят к. п. д. по коммутации и к. п. д. по выпрямлению. Под к. п. д. по выпрямлению ($\eta_в$) понимают отношение мощности постоянной составляющей $P_{он} = I_{нср} R_н$, выделяемой на нагрузке, к мощности, потребляемой от источника сигнала (без учета к. п. д. входного трансформатора) $P_с = U_с I_н$, т. е.

$$\eta_в = \frac{P_{0н}}{P_с} = \frac{2}{k_ф^2 (2+\beta_\partial)}.$$

Под к. п. д. по коммутации $\eta_к$ понимают отношение мощности $P_{он}$ к мощности $P_к$, потребляемой от источника опорного (коммутирующего) напряжения (без учета к. п. д. трансформатора). При коммутирующем напряжении, равном $U_{кmin}$, получим

$$\eta_к = \frac{P_{0н}}{P_к} = \frac{2\beta_\partial}{k_ф^2 (4+\beta_\partial)^2}.$$

На рис. XIV.27 приведены расчетные графики зависимости k_∂, $\eta_в$, $\eta_к$ от коэффициента β_∂, для случая преобразования синусоидального напряжения. Обычно β_∂ берут от 0,7 до 2.

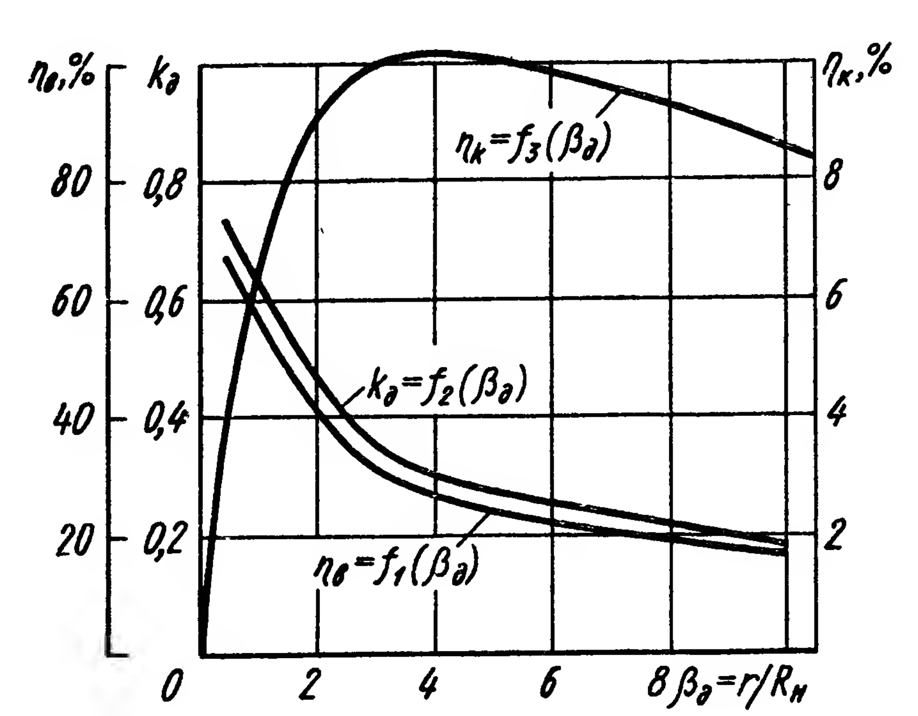


Рис. XIV.27. Зависимость основных параметров кольцевого демодулятора от

$$\beta_\partial = \frac{r}{R_н}$$

Входное сопротивление демодулятора

$$R_{вх} = \left(R_н + \frac{r_б + R_\partial}{2}\right)\left(\frac{U_{вх}}{U_с}\right)^2.$$

Если демодулятор включается в промежуточных каскадах, то, приступая к проектированию схемы, расчетчик не знает значений $r_б$, $R_н$ и β_∂, которые связаны одним уравнением:

$$\beta_\partial = \frac{r_б + R_\partial}{R_н}.$$

Значение β_∂ можно задать из условия получения требуемых параметров k_∂, $\eta_в$, $\eta_к$ по рис. XIV.27. Однако $r_б$ и $R_н$ остаются неизвестными. Поэтому, если известно необходимое соотношение $m_\partial = \frac{R_{вх}}{R_с}$, где $R_с$ — выходное сопротивление датчика, то при расчетах схемы демодулятора весьма полезным оказывается уравнение

$$R_н = m_\partial k_\partial^2 n^2 k_ф^2 R_с \left(1 + \frac{\beta_\partial}{2}\right),$$

где $n = \frac{U_с}{U_{вх}}$ — коэффициент трансформации входного трансформатора.

Большое распространение в системах автоматики получили схемы на двух выпрямительных мостах, построенные по структуре, представленной на рис. XIV.22, *б*.

Принципиальная и расчетная схемы для нагрузки без средней точки показаны на рис. XIV.28. Коммутирующее напряжение в первый полупериод отпирает один мостик (положим B_1) и запирает другой (B_2), во второй полупериод — наоборот. Если схема симметрична, то ток в нагрузке от источников коммутирующего напряжения отсутствует. Поэтому при $U_{вх} = 0$ тока в нагрузке нет, а при $U_{вх} \neq 0$ ток в нагрузке течет в оба полупериода в одном направлении (рис. XIV.28, *б*). Изменение фазы входного сигнала на 180° приведет к изменению направления тока $i_н$ в оба полупериода.

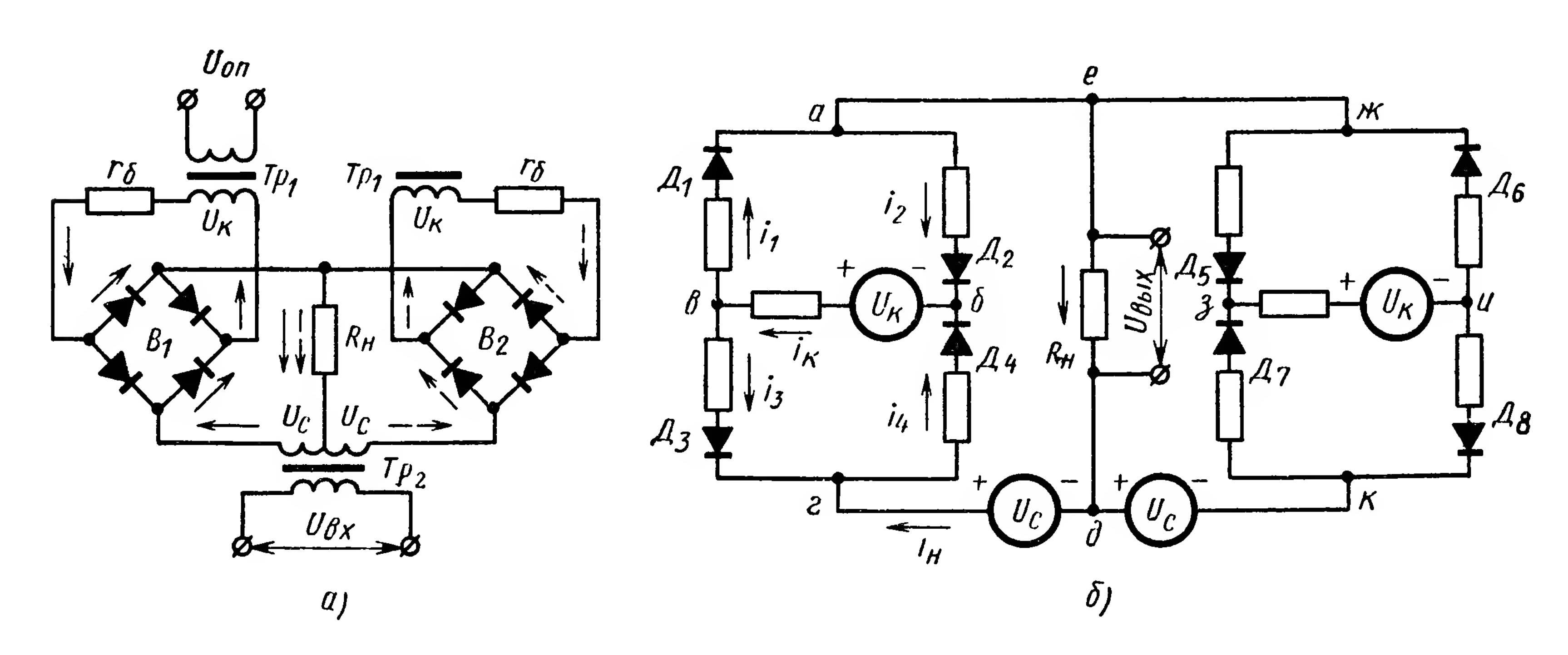


Рис. XIV.28. Схема двухполупериодного демодулятора на двух выпрямительных мостиках: *а* — принципиальная; *б* — расчетная

Составляя уравнение напряжений для контуров *абвгде* и *абва* и имея в виду, что $i_н = i_4 - i_3$, а $i_3 = i_2$, после преобразований получим

$$i_н = \frac{U_{cm}}{R_н + R_д} \sin \omega t,$$

а

$$I_н = \frac{U_c}{R_н + R_д}. \qquad \text{(XIV.24)}$$

Из этого уравнения следует, что ток $i_н$ не зависит ни от $U_к$, ни от добавочного сопротивления $r_б$ (при правильном выборе их величины).

Рассматривая контур *дежзик* из условия запирания диодов $Д_5$ и $Д_8$, получим

$$U_к \geqslant U_{c\,\max} \frac{2R_н + R_д}{R_н + R_д}. \qquad \text{(XIV.25)}$$

Так как $R_н \leqslant R_д$, то $U_{кmin} = 2U_{cmax}$.

Наибольшее обратное напряжение $U_{добр}$, прикладываемое к диодам схемы, находится из контура *дежизк* с учетом выражений (XIV.24) и (XIV.25).

Максимальное значение тока, протекающего по диодам

$$I_{\partial \max} = I_к + I_н = U_{c \max}\left(\frac{2}{R_\partial + r_б} + \frac{1}{R_н + R_\partial}\right).$$

Величина балластного сопротивления определяется из неравенства

$$r_б \leqslant 2R_н + R_\partial.$$

Основные параметры, характеризующие работу демодулятора с двумя выпрямительными мостами, аналогичны кольцевой схеме:

$$k_\partial = \frac{1}{k_ф(1+\beta'_\partial)};$$

$$\eta_в = \frac{1}{k_ф^2(1+\beta'_\partial)};$$

$$\eta_к = \frac{1}{2k_ф^2(1+\beta'_\partial)};$$

$$R_{вх} = (R_н + R_\partial)\left(\frac{U_{вх}}{U_c}\right)^2;$$

$$R_н = m_\partial k^2_\partial n^2 k_ф^2 R_c(1+\beta'_\partial).$$

Графики зависимости k_∂, $\eta_в$, $\eta_к = f(\beta'_\partial)$ показаны на рис. XIV.29.

Сравнивая параметры схем кольцевого демодулятора и демодулятора с двумя выпрямительными мостами, можно отметить, что к. п. д. по коммутации второй схемы почти в 4 раза больше первой. Причем у схемы с двумя выпрямительными мостами максимальные значения k_∂, $\eta_в$ и $\eta_к$ получаются при одном значении $\beta'_\partial = \frac{R_\partial}{R_н} \approx 0$ и легко реализуются, так как обычно $R_\partial \ll R_н$. У кольцевой же схемы максимум k_∂, $\eta_в$ и $\eta_к$ получается при существенно различных значениях $\beta_\partial = \frac{r_б + R_\partial}{R_н}$, причем $\eta_{к \max} = 10{,}3\%$. Поэтому кольцевую схему целесообразно применять только при высокоомной нагрузке и в маломощных преобразователях. Схемы с двумя выпрямительными мостами могут быть применены как при высокоомной, так и при низкоомной нагрузке с сравнительно высоким к. п. д. $\eta_к$ (до 40%). Однако кольцевая схема более термостабильна, так как $R_\partial \ll r_б$ и температурные изменения R_∂ не приводят к раз-

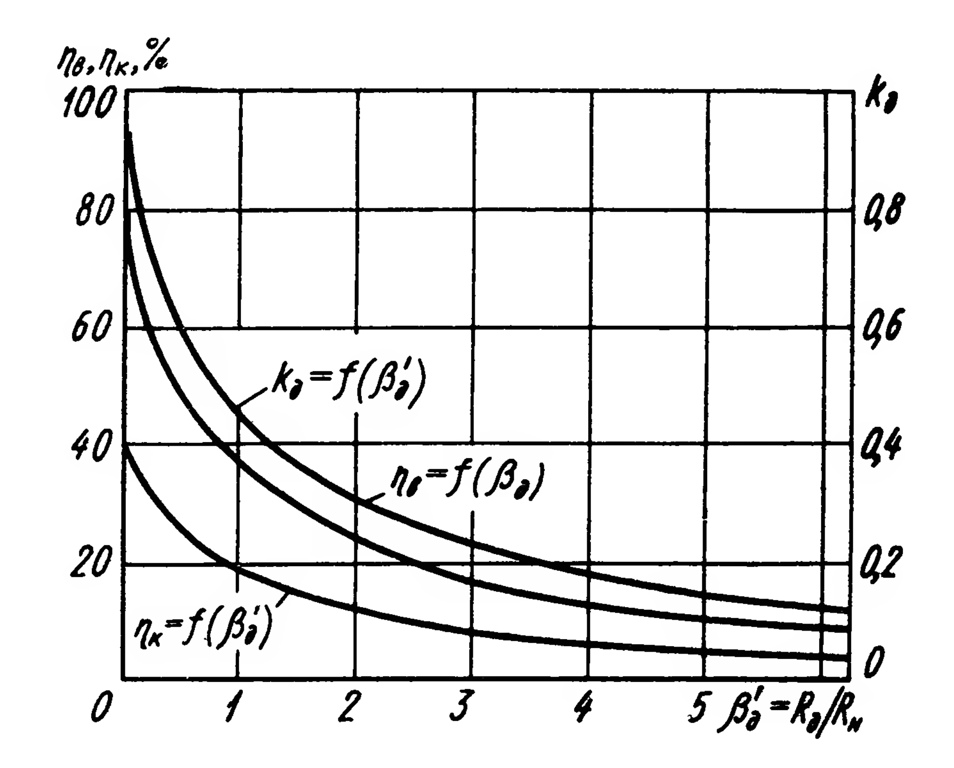


Рис. XIV.29. Зависимость основных параметров схемы на двух выпрямительных мостах от $\beta'_\partial = \frac{R_\partial}{R_н}$

балансу схемы, что имеет место в схеме с двумя выпрямительными мостами.

Крестообразная схема двухполупериодного демодулятора применяется только для нагрузки со средней точкой (рис. XIV.22, *в*). Основное достоинство этой схемы состоит в том, что, выбирая место расположения $R_н$, $U_к$, U_c и соответствующие полярности напряжений $U_к$ и $U_c \neq 0$, можно получить любое сочетание очередности протекания токов в плечах нагрузки в оба полупериода опорного напряжения.

Схемы с параллельным включением диодов (рис. XIV.22, *г*) особых достоинств не имеют и большого применения не нашли.

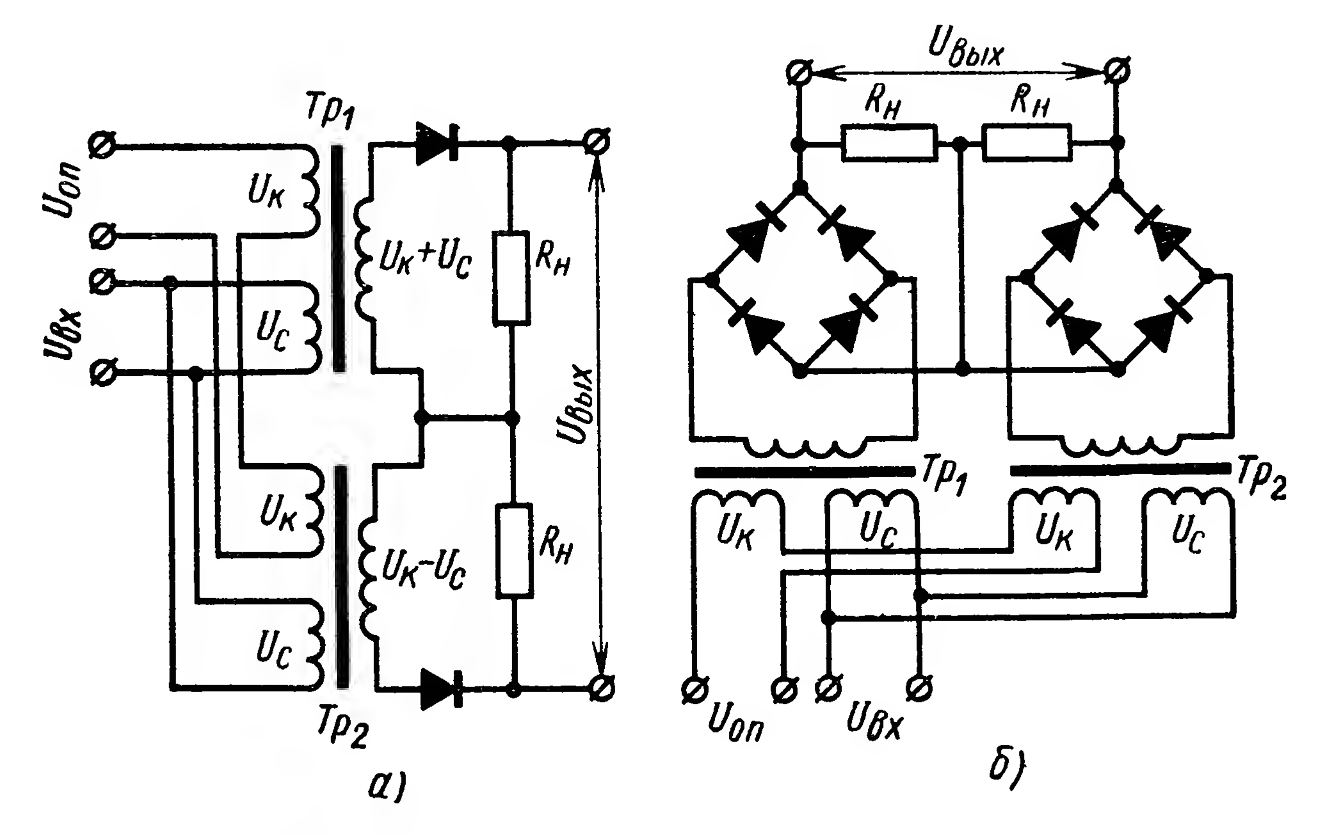


Рис. XIV.30. Схемы демодуляторов с суммирующими трансформаторами:

а — однополупериодная; *б* — двухполупериодная

Возможно также построение однополупериодных и двухполупериодных демодуляторов с суммирующими трансформаторами, построенных по схемам (рис. XIV.21, *а*, *в* и XIV.22). В качестве примера приведены схемы на рис. XIV.30. Основным достоинством этих схем является использование двух одинаковых трансформаторов, суммирующих на вторичной обмотке входное и коммутирующее напряжения.

Однополупериодные усилители-демодуляторы. Однополупериодные усилители-демодуляторы, построенные по структурным схемам рис. XIV.21, можно разделить на дифференциальные, у которых токи по нагрузке протекают только в одном полупериоде опорного напряжения, и двухтактные — токи в нагрузке протекают в оба полупериода.

Дифференциальные схемы усилителей-демодуляторов могут быть собраны только на двух усилительных элементах, а двухтактные как на двух, так и на одном.

Схемы однополупериодных усилителей-демодуляторов на двух усилительных элементах позволяют одновременно вести управление

как сигналом от источника переменного напряжения (тока), так и сигналом от источника постоянного напряжения (тока).

Примеры реализации схем (рис. XIV.21) однополупериодных усилителей-демодуляторов на транзисторах показаны на рис. XIV.31.

Графики изменения мгновенных значений токов в активной нагрузке в дифференциальных схемах показаны на рис. XIV.32, *а*, а в двухтактной схеме на рис. XIV.32, *б*.

В отношении получения среднего значения выходного напряжения (тока) дифференциальные и двухтактные схемы эквивалентны. Однако в дифференциальных схемах при отсутствии входного сиг-

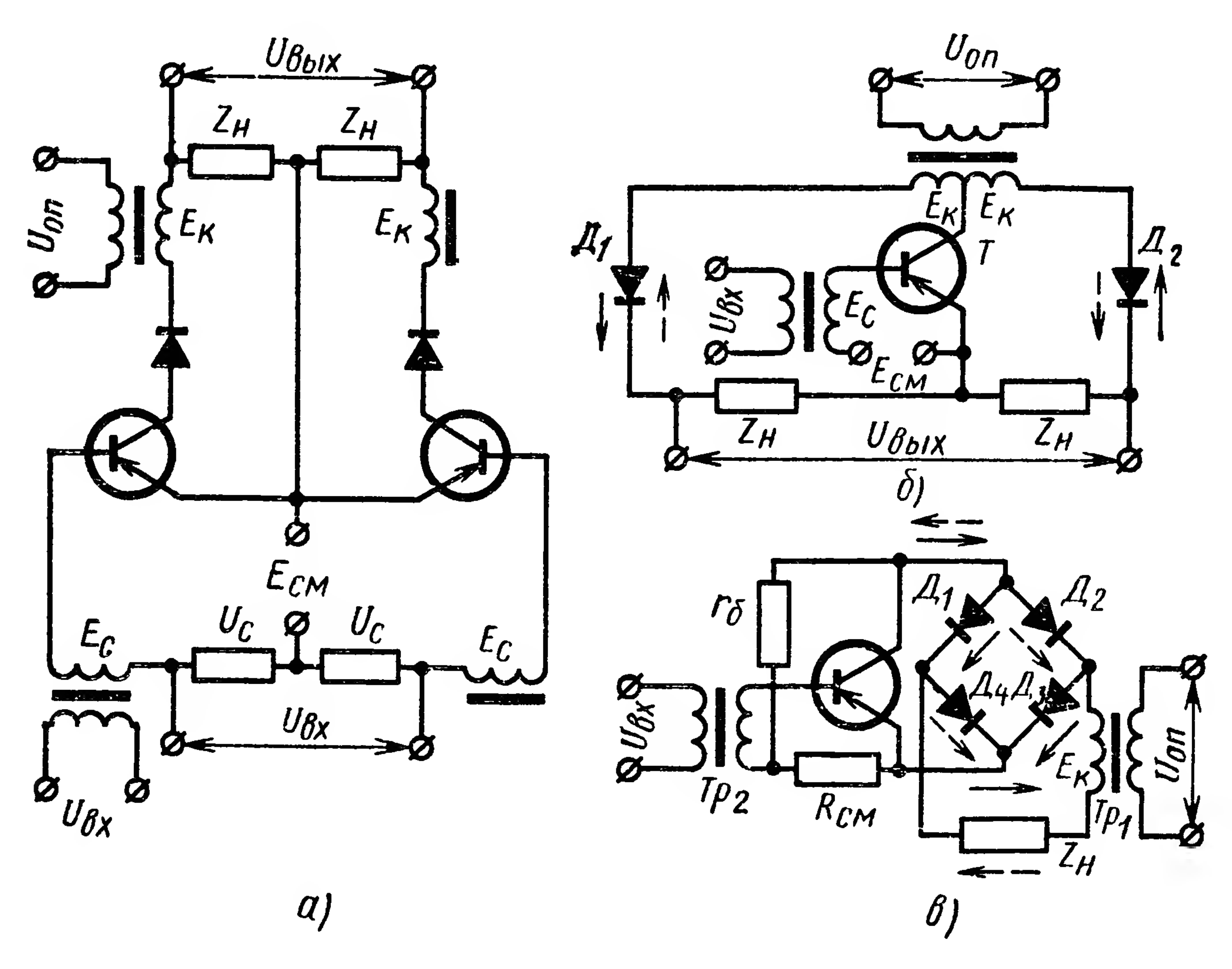


Рис. XIV.31. Варианты схем транзисторных однополупериодных усилителей-демодуляторов:

а — дифференциальная; *б*, *в* — двухтактные

нала ($U_{вх} = 0$) и равенстве параметров плеч не только среднее, но и мгновенные значения выходного напряжения (или результирующего тока) равны нулю, а в двухтактных схемах при $U_{вх} = 0$ среднее значение выходного напряжения (тока) тоже равно нулю, но мгновенные значения их могут достигать большой величины и зависят от начального смещения. С целью улучшения выходных параметров и сглаживания пульсации выходного напряжения (тока) параллельно нагрузке усилителя-демодулятора почти всегда включается емкость, но и в этом случае в двухтактных схемах пульсация выходного напряжения (тока) остается значительной.

Однополупериодные усилители-демодуляторы, работающие на нагрузку без средней точки (обмотка якоря или возбуждения электродвигателя, обмотка управления электромеханического преобразователя или магнитного усилителя и т. п.), являются выходными каскадами усилителей мощности и расчет их ведется на ре-

жим максимальной отдачи мощности. При этом одно плечо преобразователя закрыто, а с другого снимается максимальная мощность. В этом случае расчет схемы однополупериодного усилителя-демодулятора сводится к расчету каскада фазочувствительного усилителя-выпрямителя [6], [16].

Более общим случаем является нагрузка со средней точкой, которая может иметь место как в каскадах усиления мощности (обмотки управления ЭМУ, дифференциальным магнитным реле, электромеханическими преобразователями и т. п.), так и в предварительных каскадах усиления и преобразования электрического сигнала.

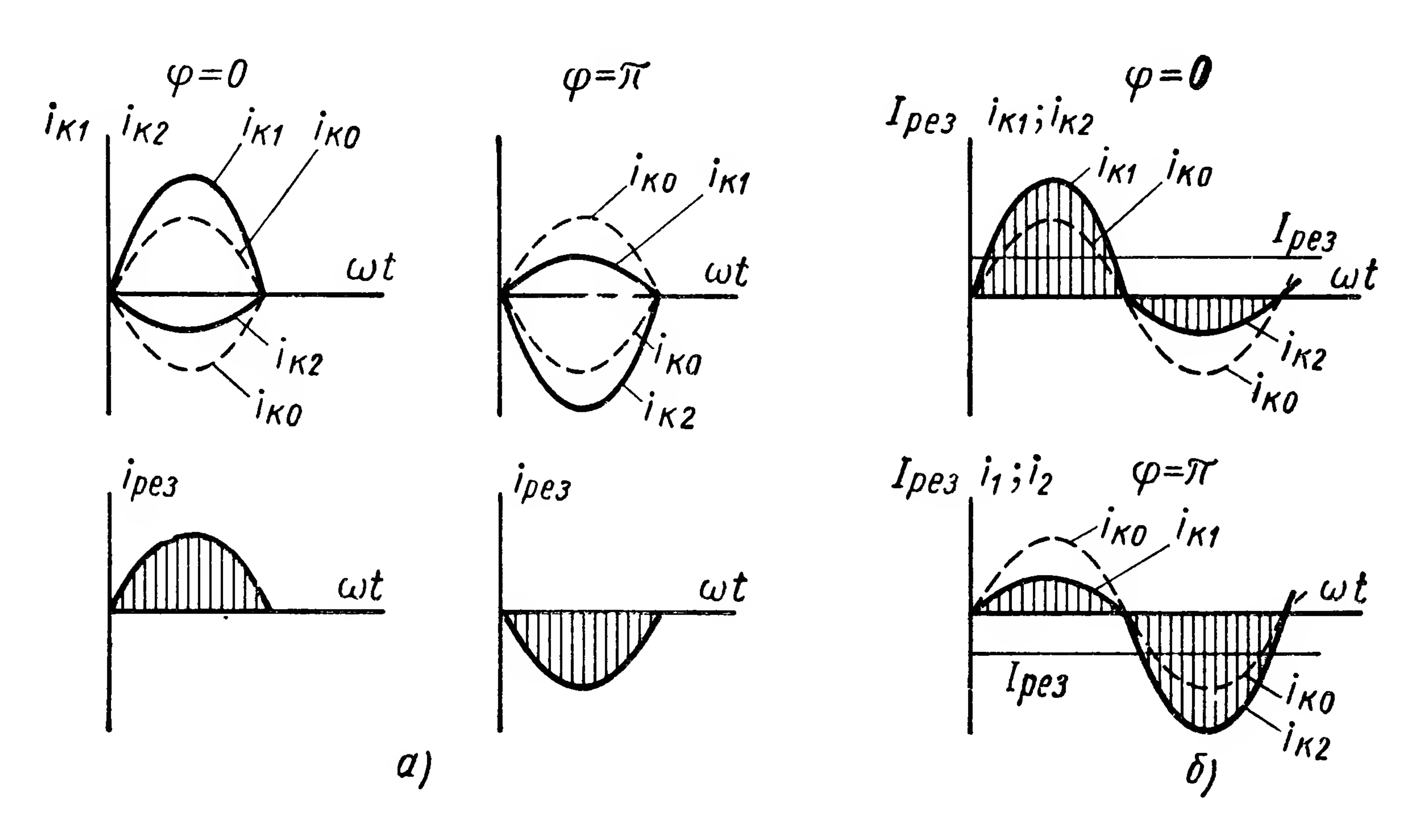


Рис. XIV.32. Графики изменения мгновенных значений токов при активной нагрузке:

а — в дифференциальных схемах; *б* — в двухтактных

В предварительных каскадах усилителей особенно высокие требования предъявляются к линейности выходной характеристики во всем диапазоне изменения входного сигнала, максимального коэффициента усиления, высокой стабильности нуля и др.

В настоящее время в системах автоматического управления широкое распространение получили усилители-демодуляторы на транзисторах. С целью получения наибольшей отдаваемой мощности и коэффициентов усиления транзисторы обычно включаются по схеме с общим эмиттером. В тех случаях, когда при $U_{вх} = 0$ необходимо равенство не только средних, но и мгновенных значений результирующего тока в нагрузке, применяется дифференциальная схема (рис. XIV.31, *а*). В этой схеме обязательным является включение начального смещения ($E_{см}$) по величине большего, чем максимальный входной сигнал.

Обычно начальное смещение подается от того же источника переменного напряжения, что и коммутирующее, с помощью от-

дельной обмотки во вторичной цепи или с помощью делителя напряжения от обмоток коллекторного питания.

При рассмотрении принципа работы схемы (рис. XIV.31, *а*) допустим, что $Z_н = R_н$. В этом случае графики изменения токов в плечах схемы соответствуют графикам, показанным на рис. XIV. 32, *а*. Если входного сигнала нет ($U_{вх} = 0$), то в соответствующие полупериоды напряжения при равенстве параметров плеч схемы коллекторные токи будут равны току покоя $i_{к1} = i_{к2} = i_{к0}$, а напряжение на выходе усилителя-демодулятора равно нулю.

При подаче входного сигнала ток в одном плече (например, в левом $i_{к1}$) увеличивается по сравнению с током покоя ($i_{к1} > i_{к0}$), а в другом уменьшается ($i_{к2} < i_{к0}$). В результате на выходе появится напряжение, пропорциональное разности токов $U_{вых} = (i_{к1} - i_{к2}) R_н$, причем полярность выходного напряжения будет определяться бóльшим по величине током. При смене фазы входного сигнала на 180° полярность выходного напряжения изменится на обратную.

В каскадах усиления и преобразования напряжения при расчетах необходимо знать среднее значение выходного напряжения, пропорциональное среднему значению результирующего тока. В каскадах усиления мощности при каждом значении входного сигнала необходимо знать среднее значение результирующего тока или результирующего магнитного потока, который также пропорционален среднему значению результирующего тока в нагрузке.

В свою очередь, среднее значение результирующего тока за период $\tau = \frac{2\pi}{\omega}$ может быть определено как разность средних значений коллекторных токов, прошедших через транзистор T_1 ($I_{ср1}$) и T_2 ($I_{ср2}$):

$$I_{рез} = I_{ср1} - I_{ср2}.$$

Расчет транзисторных усилителей-демодуляторов основывается на идеализации входных и выходных характеристик транзисторов [11]. Уравнение идеализированной выходной характеристики транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, имеет вид

$$I_к = I'_{к0} + \beta I_б + \frac{U_{кэ}}{r_{вых}}; \qquad \text{(XIV.26)}$$

здесь $r_{вых} = \frac{\partial U_{кэ}}{\partial I_к}$ (при $I_б = \text{const}$) — определяет наклон идеализированных выходных характеристик к оси $U_{кэ}$, а $I'_{к0} = I_{к0} (\beta + 1)$.

Уравнение идеализированной входной характеристики может быть представлено в виде

$$I_б = \frac{U_{бэ} - U_{бэ0}}{r_{вх}}, \qquad \text{(XIV.27)}$$

где $r_{вх} = \frac{\partial U_{бэ}}{\partial I_б}$ (при $U_{кэ} = \text{const}$) — определяет наклон идеализированной входной характеристики к оси $U_{бэ}$;

$U_{бэ0}$ — отрезок (в вольтах), отсекаемый идеализированной входной характеристикой на оси напряжений.

Используя уравнения (XIV.26) и (XIV.27), можно определить среднее значение тока в нагрузке и другие выходные параметры каскада при переменном коллекторном питании.

Среднее значение коллекторного тока транзистора при переменном коллекторном питании, для любого типа нагрузки может быть выражено следующей формулой [16]:

$$I_{cp} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{E_к + \beta_n (E_{см} \pm E_c)}{R_\Sigma} K_Z, \quad \text{(XIV.28)}$$

где K_Z — коэффициент, зависящий от вида нагрузки и режима работы транзистора;

R_Σ — суммарное сопротивление коллекторной цепи;

$$\beta_n = \beta \frac{r_{вых}}{r_{вх} + R_c};$$

R_c — выходное сопротивление датчика сигнала.

В уравнении (XIV.28) $+E_c$ берется для плеча схемы (рис.XIV.31), у которого напряжение сигнала и коллекторное напряжение совпадают по фазе, а $-E_c$ — в противофазе.

Найдем среднее значение выходного напряжения и результирующего тока, коэффициент усиления и крутизну выходной характеристики каскада для конкретных видов коллекторных нагрузок в схеме рис. XIV.31, *а*.

Активная нагрузка ($Z_н = R_н$; $C_н = 0$) может найти применение в предварительных каскадах усиления напряжения. Кроме того, при более сложных видах коллекторной нагрузки расчет можно свести к расчету каскада с активной нагрузкой. При активной нагрузке $K_Z = K_{nR1}$ и K_{nR2} являются коэффициентами, представляющими собой тригонометрическую функцию, зависящую от угла отсечки (ε_{n0}) коллекторного тока. Для большинства режимов работы усилителей-демодуляторов при управлении только переменным сигналом $K_{nR} \approx 1$ расчет параметров схем можно вести по упрощенным формулам.

Среднее значение результирующего тока

$$I_{cpR} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\beta_n E_c}{R_{вых\Sigma}}, \quad \text{(XIV.29)}$$

где $R_{вых\Sigma} = r_{вых} + R_н + R_д \approx R_н + R$, так как $R_д \ll R_н + r_{вых}$.

Среднее значение выходного напряжения

$$U_{cpR} = I_{cpR} R_н.$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_{UR} = \frac{\partial U_{cpR}}{\partial E_c} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{R_н}{R_{вых\Sigma}} \beta_n. \quad \text{(XIV.30)}$$

Мощности, отдаваемые каскадом в нагрузку ($P_н$) и рассеиваемые на коллекторном переходе транзисторов ($P_к$), соответственно равны:

$$P_н = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_н}{R^2_{вых\Sigma}} [E_к + \beta_п (E_{см} + E_с)]^2;$$

$$P_к = \frac{1}{2} \cdot \frac{r_{вых}}{R^2_{вых\Sigma}} [E_к + \beta_п (E_{см} + E_с)]^2.$$

Выходное напряжение усилителя-демодулятора при активной нагрузке имеет прерывистый пульсирующий характер с частотой изменения напряжения источника коллекторного питания. Поэтому параллельно активному сопротивлению $R_н$ всегда включают емкость $C_н$. При включении емкости не только сглаживается пульсация выходного напряжения (тока), но и может увеличиваться среднее значение тока, коэффициент усиления каскада и крутизна выходной характеристики.

Среднее значение результирующего тока в этом случае определяется из уравнения:

$$I_{срRC} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\beta_п K_{RC0}}{r_{вых}} E_с, \tag{XIV.31}$$

где K_{RC0} — коэффициент, зависящий от $\operatorname{tg} \lambda = \omega R_н C_н$ и от $\alpha_{пR} = \frac{R_н}{r_{вых}}$.

График зависимости $K_{RC0} = f(\operatorname{tg}\lambda; \alpha_{пR})$ показан на рис. XIV.33, *а*.

Среднее значение выходного напряжения

$$U_{срRC} = I_{срRC} R_н.$$

Коэффициент преобразования по напряжению при активно-емкостной нагрузке

$$K_{URC} = \frac{\partial U_{ср RC}}{\partial E_с} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{R_н}{r_{вых\Sigma}} \beta_п K_{RC0}. \tag{XIV.32}$$

Пульсация выходного напряжения (тока) будет наибольшей при максимальном значении входного сигнала $|E_с| = E_{см} + U_з$, когда одно плечо усилителя-демодулятора проводит наибольший ток, а другое плечо — наименьший (т. е. практически закрыто).

Коэффициент пульсации $q_п$ тока (или напряжения) на нагрузке, под которым будем понимать отношение амплитуды переменной составляющей тока i_{RC} к среднему значению $I_{срRC}$ можно определить по графику (рис. XIV.33, *б*) или приближенно с точностью до 5 — 10% по формуле

$$q_п = \frac{i_{RC}}{I_{срRC}} = \frac{155}{(\omega R_н C)^{0,915}} \approx \frac{190}{\omega R_н C} \%. \tag{XIV.33}$$

Активно-индуктивная нагрузка в однополупериодных усилителях-демодуляторах встречается редко. Расчетные соотношения для этого случая даны в работе [16]. При активно-индуктивной нагрузке

с параллельно-включенной емкостью вида $RL \| C$ при $q_n < 40 \div 50\%$ с достаточной для практики точностью расчет выходных параметров однополупериодных схем усилителей-демодуляторов можно вести по тем же формулам, что и для каскада с активной нагрузкой ($Z_н = R_н$), если $\alpha_{nR} = \frac{R_н}{r_{вых}} \leq 0,1$, или по формулам для активно-емкостной нагрузки, если $\alpha_{nR} > 0,1$. Величина активного сопротивления в этих случаях берется равной активному сопротивлению обмотки индуктивности.

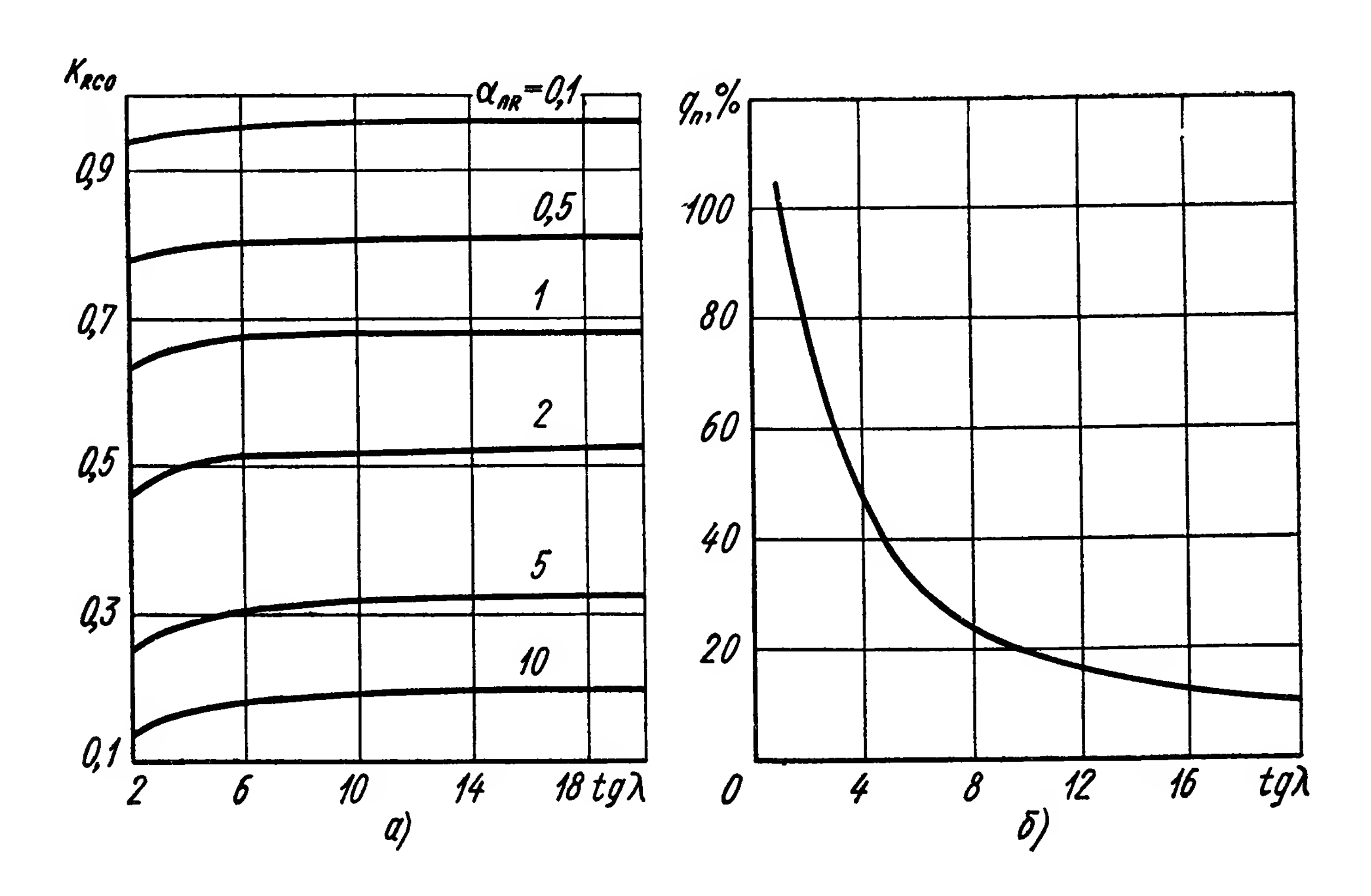


Рис. XIV.33. График зависимости:

а) $K_{RC_0} = f(\operatorname{tg}\lambda;\ \alpha_{nR})$; б) $q_n = f(\operatorname{tg}\lambda)$

Как было показано выше, в дифференциальных схемах однополупериодных усилителей-демодуляторов начальное смещение вводится с целью устранения нелинейности выходной характеристики и устранения паразитных базовых токов. В этом случае при отсутствии входного сигнала протекают большие коллекторные токи покоя, разность которых определяет величину остаточных токов и зависит от идентичности параметров транзисторов.

Необходимую стабильность начальных параметров схемы получают, как обычно, включением в цепь эмиттера сопротивления $R_э$. При этом в расчетных соотношениях необходимо брать:

$$r_{вых\Sigma} = r_{вых} + R_н + R_д + R_э$$

и

$$R_{вх\Sigma} = r_{вх} + R_{см} + R_c + R_э\,(1 + \beta),$$

а также вместо β_n подставлять

$$\beta_э = \frac{\beta r_{вых} - R_э}{r_{вх} + R_{см} + R_c + R_э\,(1 + \beta)}.$$

В отношении стабильности начальных параметров схемы и устранения паразитных базовых токов лучшими свойствами обладают двухтактные схемы однополупериодных усилителей-демодуляторов, построенные на одном усилительном элементе (рис. XIV.31, *б*, *в*). В этих системах в оба полупериода и при любой фазе напряжения входного сигнала коллекторная цепь может проводить ток. Остаточный ток в данных схемах не зависит от параметров транзисторов и определяется только разностью обратных токов диодов, достигая нескольких десятков микроампер [6].

На рис. XIV.31, *б*, *в* токи, протекающие через транзистор в первый полупериод коллекторного напряжения, показаны сплошными стрелками, а во второй — штриховыми.

Расчетные выражения для двухтактных схем однополупериодных усилителей-демодуляторов с нагрузкой со средней точкой практически полностью совпадают с уравнениями для дифференциальных схем.

Начальное смещение в двухтактных схемах применяется в двух случаях: а) с целью уменьшения нелинейности выходной характеристики усилителя-демодулятора, получающейся из-за нелинейности начального участка входной характеристики транзистора; б) для увеличения крутизны выходной характеристики.

На рис. XIV.34 показано, как выбор начальной рабочей точки в усилителях-демодуляторах влияет на крутизну и линейность выходной характеристики.

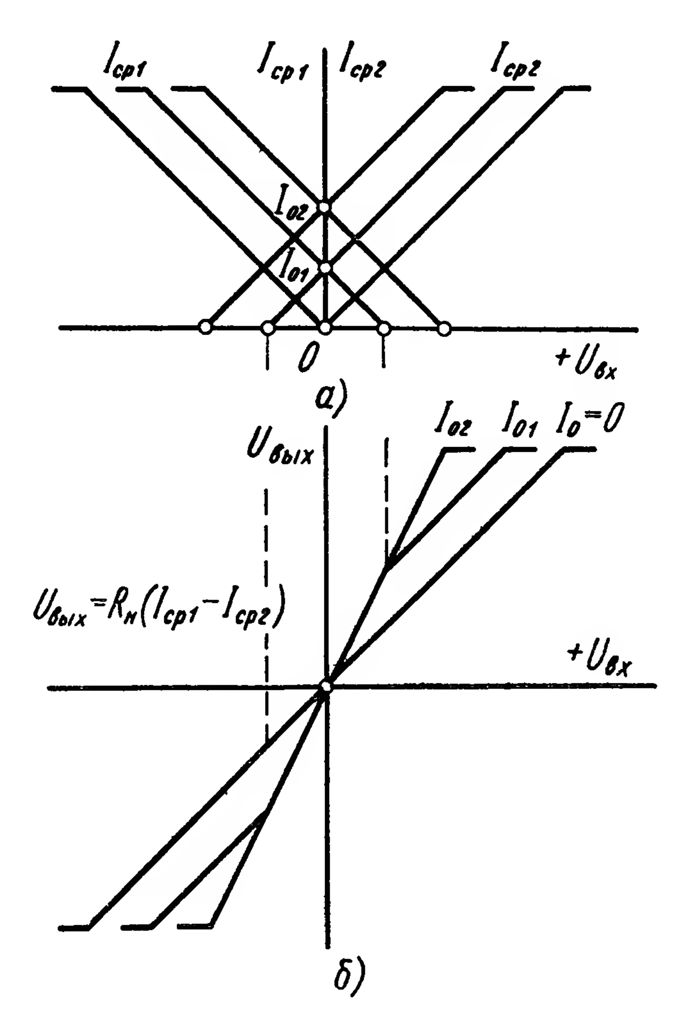


Рис. XIV.34. Зависимость вида идеализированной выходной характеристики от положения рабочей точки:

а — выходные характеристики плеч; *б* — результирующая выходная характеристика

Примеры реализации структурных схем (см. рис. XIV.21) однополупериодных усилителей-демодуляторов на электронных лампах показаны на рис. XIV.35. Основные соотношения для расчета однополупериодных схем усилителей-демодуляторов на электронных лампах будут иметь вид, аналогичный транзисторным с соответствующей заменой параметров [9]:

$$\alpha_{nR}=\alpha_R=\frac{R_н}{R_i};\ \beta_n=\mu;\ r_{вых}=R_i \text{ и др.}$$

Двухполупериодные усилители-демодуляторы. В двухполупериодных схемах усилителей-демодуляторов устраняется большинство недостатков, свойственных однополупериодным усилителям-демодуляторам: малое среднее значение тока, малые коэффициент

преобразования и мощность, отдаваемая в нагрузку, и большая пульсация выпрямленного тока (напряжения).

На рис. XIV.36 в качестве примера показаны схемы двухполупериодных усилителей-демодуляторов на транзисторах, построенные на основе структурных схем (см. рис. XIV.22).

Если в схеме (рис. XIV.36, *в*) поменять местами источник коллекторного напряжения и сопротивление нагрузки, то можно получить схему, работающую на нагрузку без средней точки.

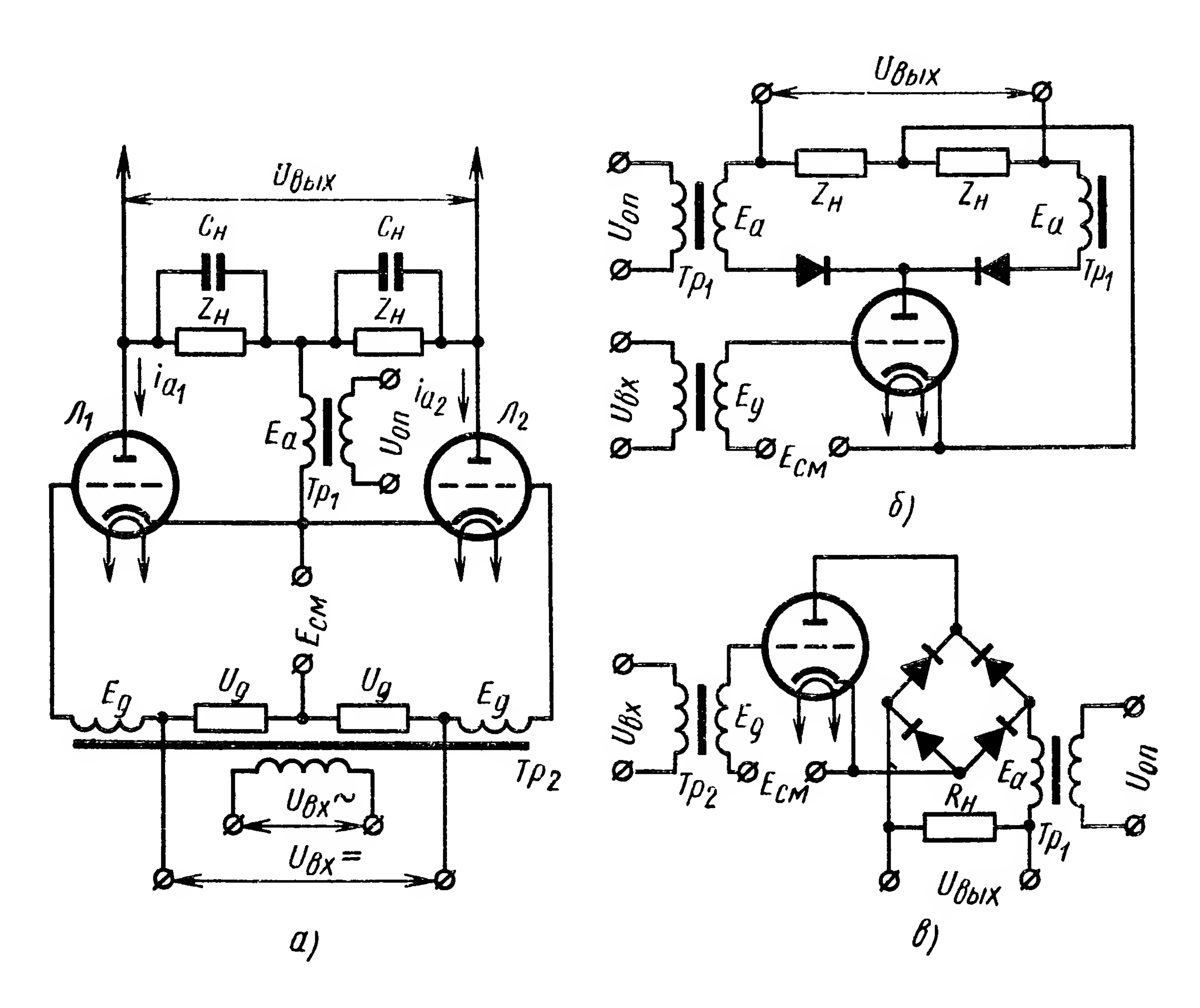


Рис. XIV.35. Примеры схем ламповых однополупериодных усилителей демодуляторов:

а — дифференциальная; *б*, *в* — двухтактные

Графики изменения токов и напряжений в этих схемах при активной нагрузке приведены на рис. XIV.37 для трех режимов работы: а) входной сигнал равен нулю; б) фаза входного сигнала соответствует увеличению коллекторного тока транзистора T_1 в первый полупериод (i_1) и уменьшению его во второй полупериод (i_2); в) фаза входного сигнала отличается от предыдущего на 180°.

Двухполупериодные усилители-демодуляторы, собранные на двух усилительных элементах (схемы крестообразная и на двух выпрямительных мостах, рис. XIV.36, *б*, *в*) являются наиболее надежными. В случае выхода из строя одного из усилительных элементов (если при этом не закорачивается цепь коллекторного питания) двухполупериодный усилитель-демодулятор превращается

в однополупериодный. При этом изменяются все выходные параметры, но работоспособность схемы сохраняется.

Анализируя схемы двухполупериодных усилителей-демодуляторов, нетрудно заметить, что каждая из них может быть представлена либо двумя однополупериодными усилителями-демодуляторами (рис. XIV.31), либо двумя двухполупериодными фазочувствительными усилителями-выпрямителями [16].

При расчете схемы двухполупериодного усилителя-демодулятора, работающего на активную нагрузку, ее проще рассматривать

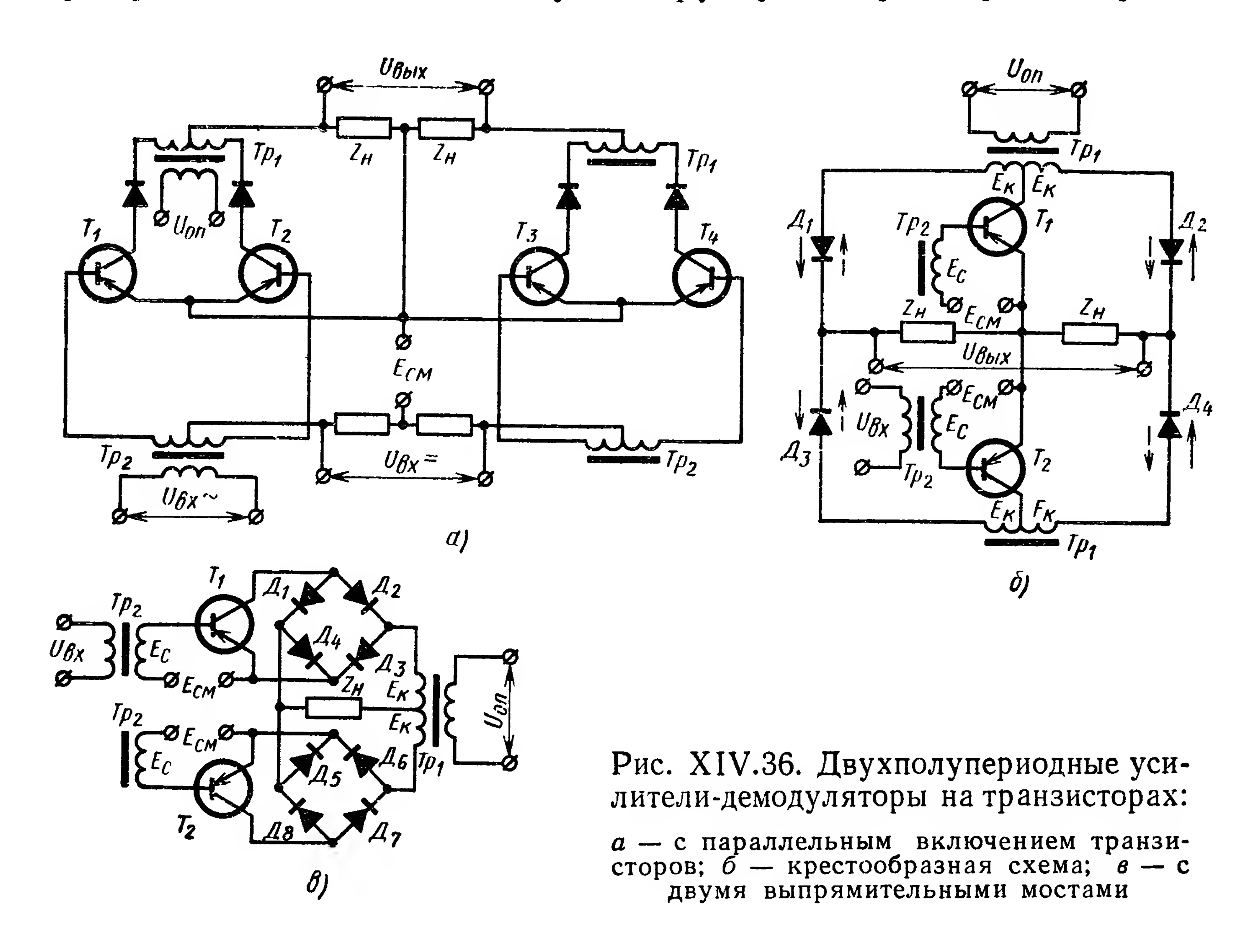


Рис. XIV.36. Двухполупериодные усилители-демодуляторы на транзисторах:

а — с параллельным включением транзисторов; *б* — крестообразная схема; *в* — с двумя выпрямительными мостами

как схему, состоящую из двух однополупериодных усилителей-демодуляторов. При этом выходные параметры двухполупериодных усилителей-демодуляторов равны удвоенным значениям соответствующих параметров однополупериодных схем, определяемых формулами (XIV.29)—(XIV.32).

В случае активно-емкостной нагрузки длительность разряда конденсатора в двухполупериодной схеме на полпериода меньше, чем в однополупериодной. Поэтому при определении выходных параметров и характеристик двухполупериодной схемы усилителя-демодулятора в этом случае необходимо находить среднее значение выходного напряжения (или результирующего тока) как разность средних значений напряжений (или токов) двух двухполупериодных фазочувствительных усилителей-выпрямителей. При этом нужно считать, что на один усилитель-выпрямитель сигнал подается в фазе, а на другой — в противофазе с опорным напряжением.

Среднее значение результирующего тока двухполупериодного усилителя-демодулятора при работе на нагрузку со средней точкой, зашунтированную емкостями, можно определить из уравнения

$$I_{cpRC} = \frac{4\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\beta_n}{r_{вых}} K_{RC0\,II} E_c,$$

где $K_{RC0\,II}$ — коэффициент, зависящий от $\operatorname{tg} \lambda = \omega R_н C$ и α_{nR}. График зависимости $K_{RC0\,II} = f(\operatorname{tg} \lambda;\ \alpha_{nR})$ показан на рис. XIV.38, *а*.

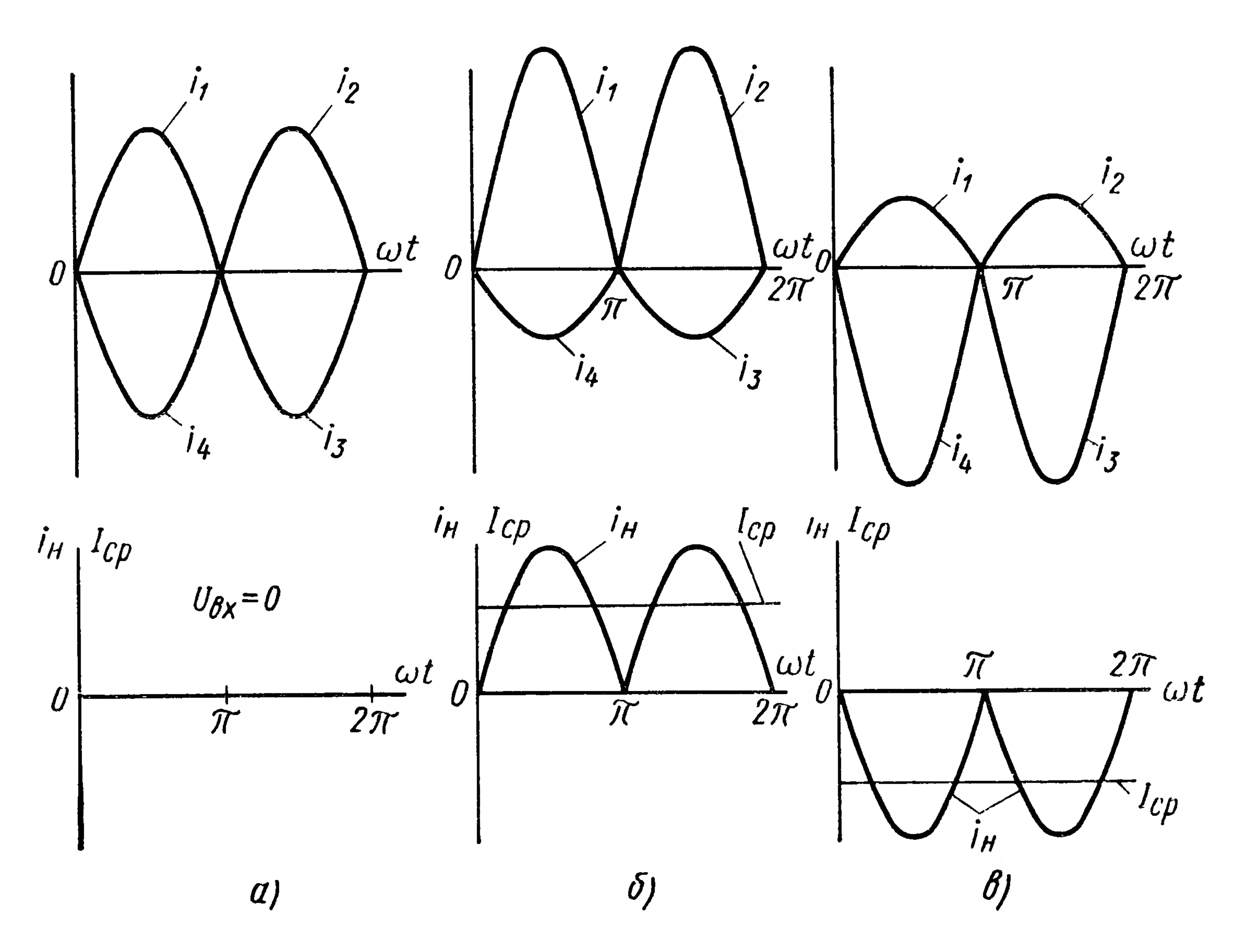


Рис. XIV.37. Кривые изменения токов и напряжений в схемах двухполупериодных усилителей-демодуляторов:

а — $U_{вх} = 0$; *б* — $\varphi = 0$; *в* — $\varphi = \pi$

Среднее значение выходного напряжения при активно-емкостной нагрузке

$$U_{cpRC} = I_{cpRC} R_н.$$

Коэффициент передачи (усиления) по напряжению:

$$K_{URC\,II} = \frac{\partial U_{cpRC}}{\partial E_c} = \frac{4\sqrt{2}}{\pi} \alpha_{nR} K_{RC0\,II} \beta_n.$$

Пульсация тока (напряжения) при активно-емкостной нагрузке определяется по уравнению (XIV.33). В двухполупериодных усилителях-демодуляторах активно-индуктивная нагрузка является весьма распространенным случаем, так как этот тип нагрузки является основным в выходных каскадах. При этом ток в нагрузке протекает непрерывно, в одном направлении.

Среднее значение результирующего тока может быть определено по следующему уравнению:

$$I_{cp\,RL} = \frac{4\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\beta_n}{r_{вых} + R_L} K_{RL0} E_c,$$

где K_{RL0} — коэффициент, зависящий от $\operatorname{tg}\gamma_0 = \frac{\omega L}{r_{вых} + R_L}$;

R_L — активное сопротивление обмотки индуктивности.

График зависимости $K_{RL0} = f(\operatorname{tg}\gamma_0)$ дан на рис. XIV.38.

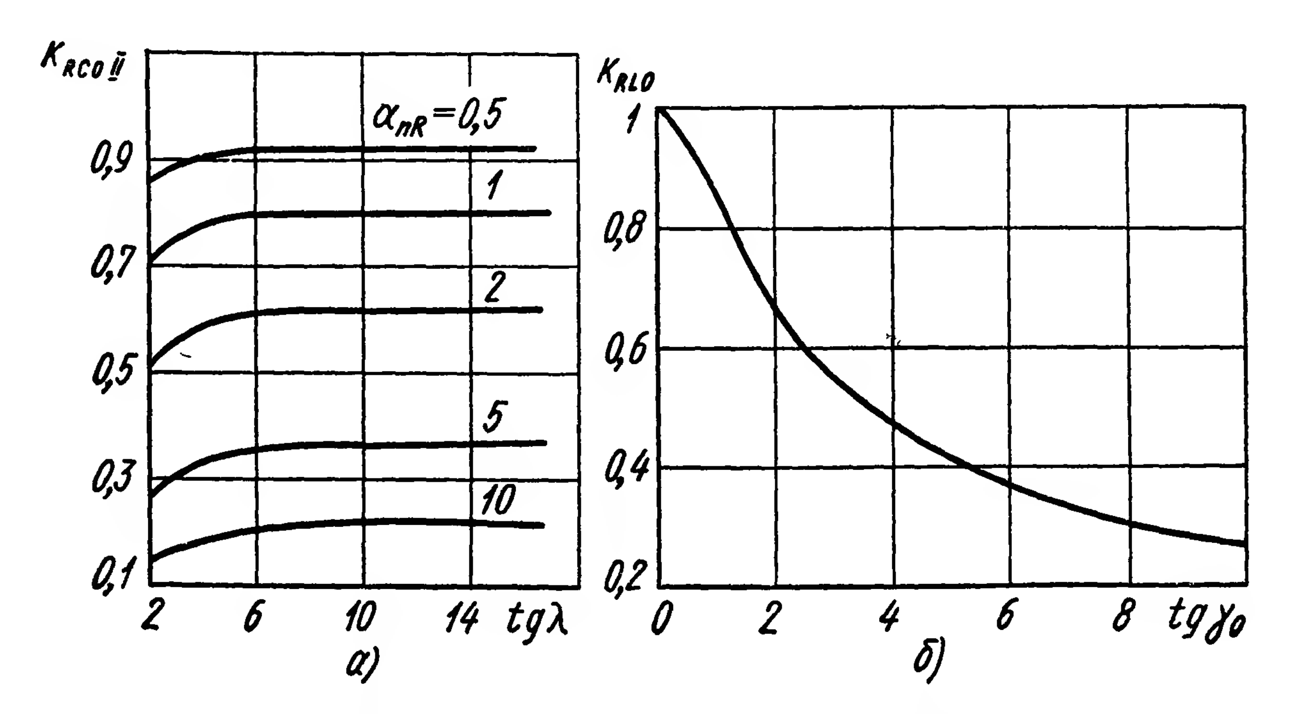


Рис. XIV.38. График зависимости коэффициентов:
а — $K_{RC_0II} = f(\operatorname{tg}\lambda;\ \alpha_{nR})$; *б* — $K_{RL0} = f(\operatorname{tg}\gamma_0)$

Крутизна выходной характеристики

$$S_{RL} = \frac{\partial I_{cp\,RL}}{\partial E_c} = \frac{4\sqrt{2}}{\pi} \frac{K_{RL0}}{1 + \alpha_{nR}} \cdot \frac{\beta_n}{r_{вых}}.$$

При активно-индуктивной нагрузке со средней точкой с параллельно включенными емкостями и коэффициенте пульсации $q_n < 50 \div 60\%$ расчет сводится к более простым случаям. Если $\alpha_{nR} \leqslant 0,1$, то нагрузку считают активной, а при $\alpha_{nR} > 0,1$ — активно-емкостной [15].

Уровень остаточных токов в схемах на четырех транзисторах зависит от разности токов покоя плеч усилителей и принятых мер стабилизации их значений. В схемах, построенных на двух транзисторах, остаточный результирующий ток покоя определяется только разностью обратных токов диодов и не зависит от параметров транзисторов и изменения режима их работы. Например, в схеме, приведенной на рис. XIV.36, *б*, результирующий остаточный ток при активной нагрузке

$$I_{pR0} \approx I_{д1\,обр} + I_{д3\,обр} - I_{д2\,обр} - I_{д4\,обр},$$

а в схеме, показанной на рис. XIV.36,*в*,

$$I_{pR0} \approx (I_{д1\,обр} + I_{д3\,обр} + I_{д5\,обр} + I_{д7\,обр}) - (I_{д2\,обр} + I_{д4\,обр} + I_{д6\,обр} + I_{д8\,обр}).$$

В схемах двухполупериодных усилителей-демодуляторов, так же как и в однополупериодных, включают начальное смещение (см. рис. XIV.36, *б* и *в*), вводят отрицательную обратную связь для стабилизации параметров и увеличения входного сопротивления, используют параллельное включение усилительных элементов и т. п.

Ламповые варианты двухполупериодных схем (рис. XIV.39) усилителей-демодуляторов и их расчет подобны транзисторным.

Демодуляторы на транзисторных ключах. В системах автоматического управления в последнее время широкое применение получили демодуляторы, построенные на транзисторных ключах.

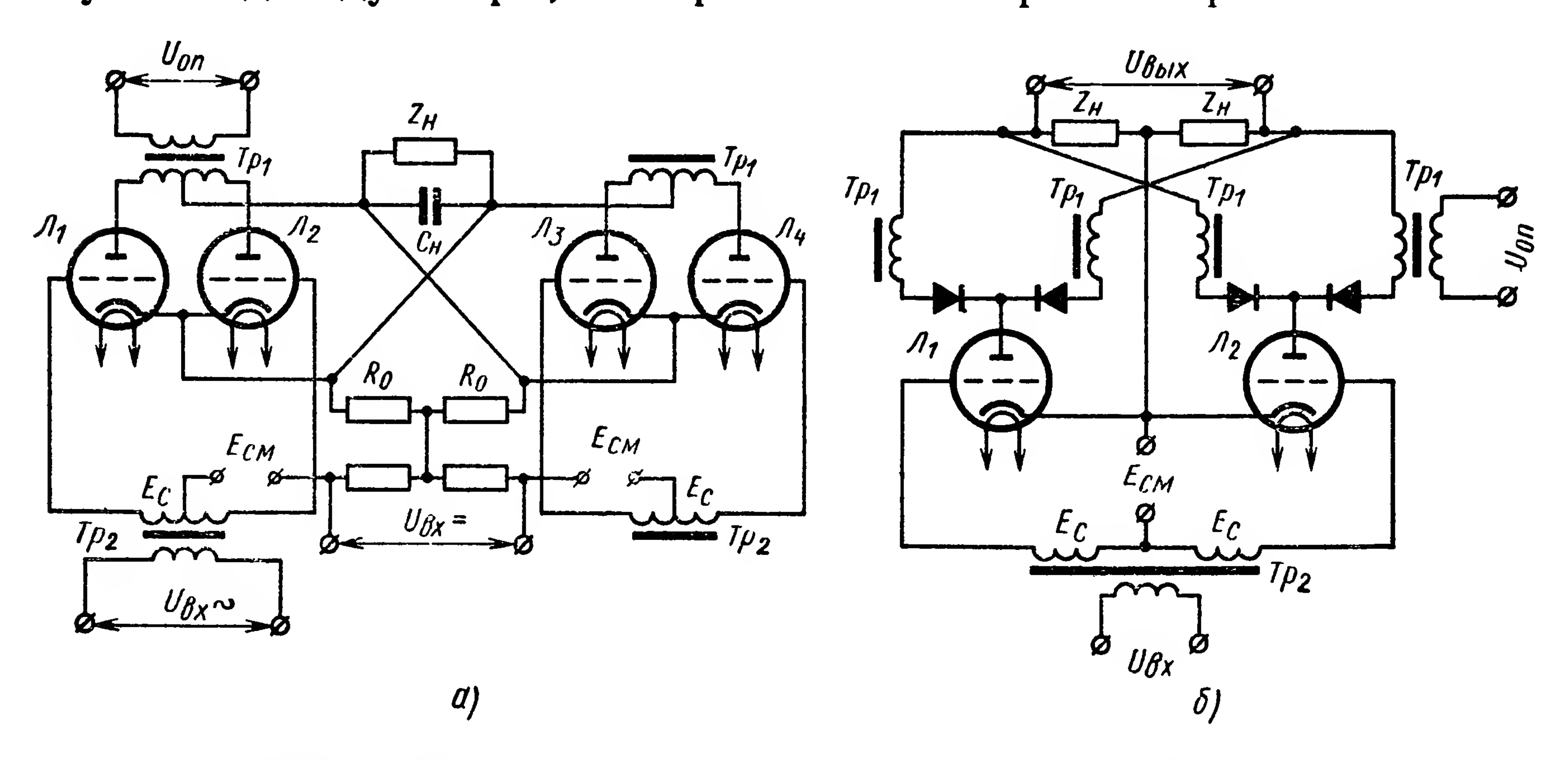


Рис. XIV.39. Примеры схем ламповых двухполупериодных усилителей-демодуляторов

Основными преимуществами демодуляторов этого типа является высокий коэффициент преобразования сигнала, высокий к. п. д. схемы (малое потребление мощности), малые габариты и вес, высокая надежность, долговечность и быстродействие. К недостаткам демодуляторов на транзисторных ключах следует отнести зависимость параметров транзисторов от изменения температуры, что в ряде схем приводит к значительному изменению уровня остаточных выходных токов и напряжений.

В основе построения рассматриваемых типов демодуляторов лежит использование свойств транзисторных ключей, описанных в предыдущем параграфе. Основная особенность демодуляторов на транзисторных ключах заключается в том, что источник сигнала и нагрузка включаются последовательно в цепь коллектор — эмиттер, а опорное (коммутирующее) напряжение подается в цепь эмиттер — база или коллектор — база.

Если демодулятор расположен близко к входу усилительного устройства, то наиболее рациональными схемами демодуляторов, также как и модуляторов, являются такие, у которых используется инверсное встречно-последовательное включение транзисторов (ин-

версный двухтранзисторный ключ, рис. XIV.14, *а*). В тех же случаях, когда демодулятор расположен в конце усилительного тракта системы и уровень остаточных токов и напряжений мал по сравнению с преобразуемым сигналом, целесообразно применять двух-

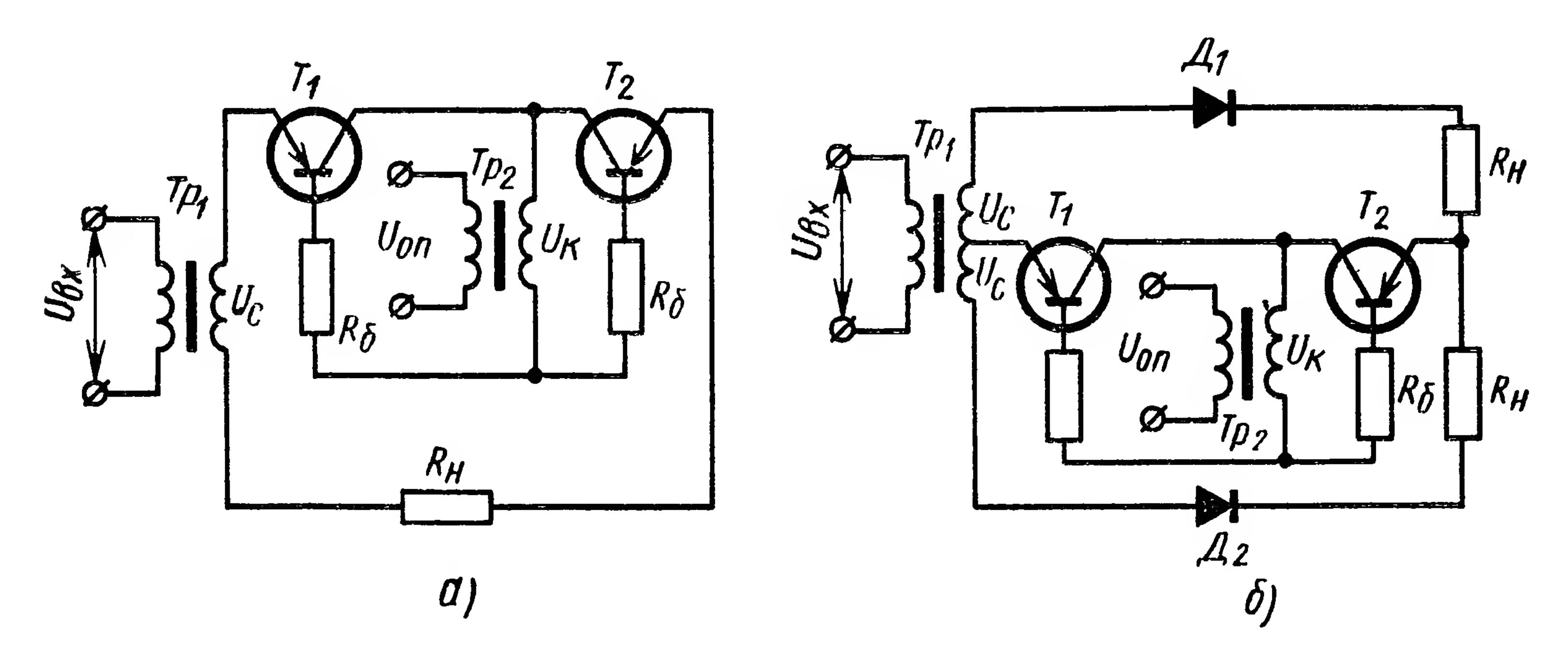


Рис. XIV.40. Однополупериодные демодуляторы на транзисторных ключах:

а — нагрузка без средней точки; *б* — нагрузка со средней точкой

транзисторный ключ с нормальным включением транзисторов. При этом цепь коммутации получается более экономичной.

Однополупериодная схема демодулятора, работающего на нагрузку без средней точки, приведена на рис. XIV.40, *а*, а при нагрузке со средней точкой — на рис. XIV.40, *б*. Соответствующие

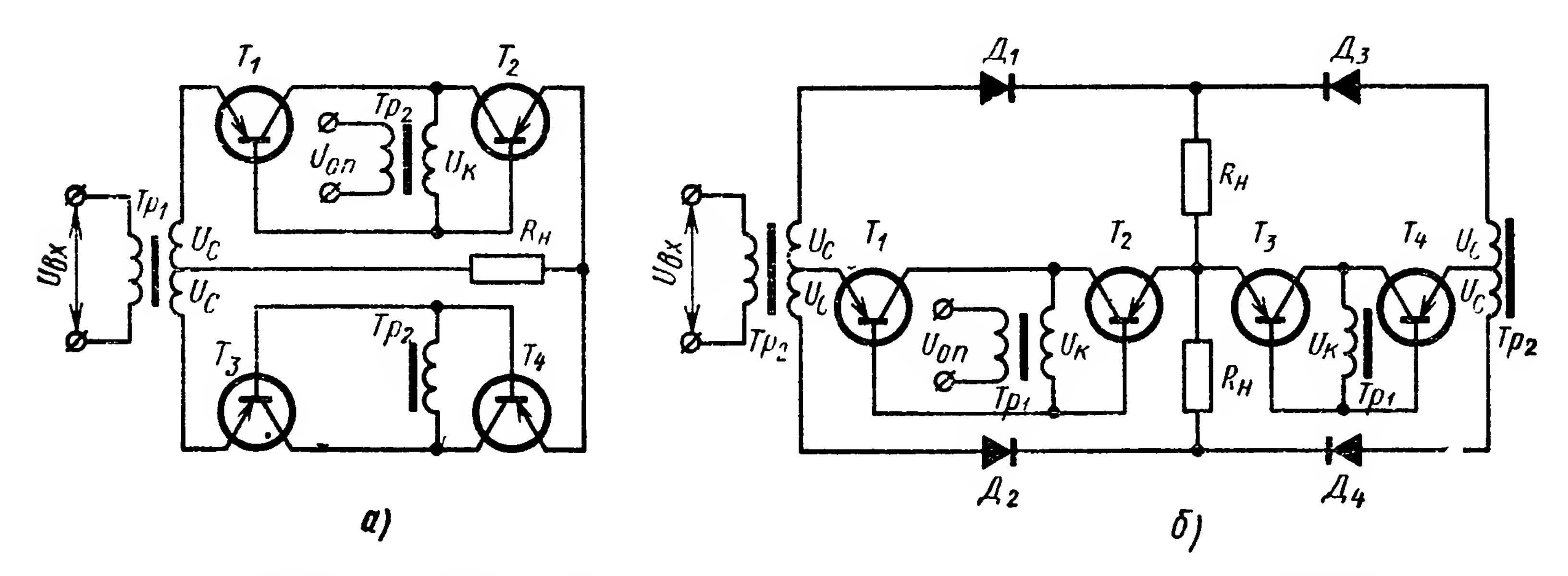


Рис. XIV.41. Двухполупериодные демодуляторы на транзисторных ключах:

а — нагрузка без средней точки; *б* — нагрузка со средней точкой

двухполупериодные демодуляторы получаются удвоением этих схем (рис. XIV.41). Как правило, однополупериодные схемы применяются при мощности в нагрузке, не превышающей 1—2 *вт*. Пульсация выпрямленного тока (напряжения) сглаживается включением емкостей, шунтирующих нагрузку. Двухполупериодные схемы демодуляторов применяются при достаточно больших значениях выходной мощности и в тех случаях, когда к демодулятору предъявляются требования высокого быстродействия. При этом

емкости, шунтирующие нагрузку, не ставятся вообще либо берутся малой величины.

На рис. XIV.42 приведена схема с бестрансформаторным входом. Она особенно выгодна в предварительных каскадах усиления, когда сигнал поступает с выхода усилителя низкой частоты. При этом схема получается более надежной и помехозащищенной. Если сигнал, подаваемый на вход демодулятора, синусоидальной формы, то опорное напряжение ($U_{бэ}$ или $U_{бк}$) может подаваться как от источника прямоугольных, так и синусоидальных колебаний.

Оптимальная работа транзисторного ключа обеспечивается в том случае, когда коммутирующее напряжение представляет собой колебания или импульсы (при однополярной коммутации, см. § 2 настоящей главы) прямоугольной формы.

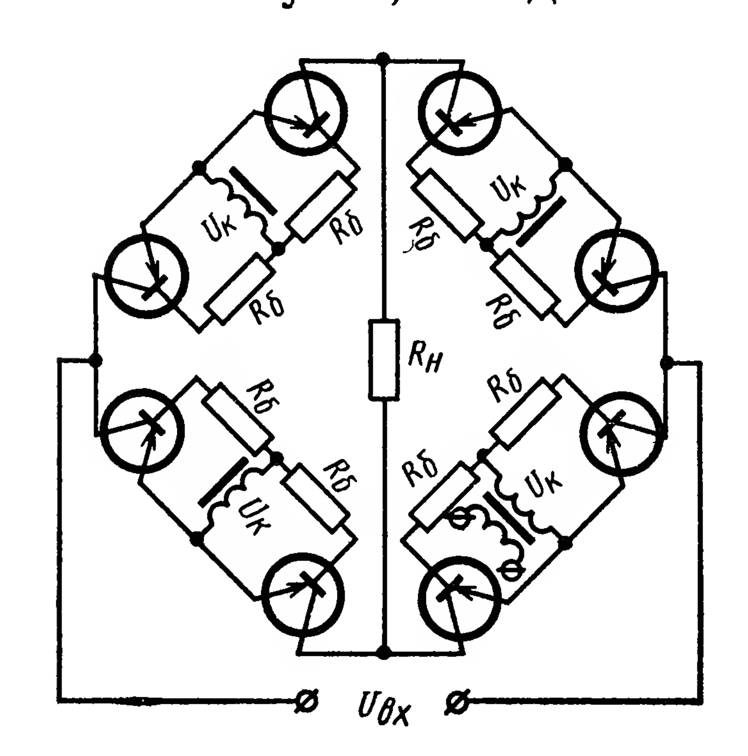


Рис. XIV.42. Двухполупериодная схема демодулятора с бестрансформаторным входом

На выходные параметры демодуляторов большое влияние оказывает сдвиг по фазе (φ) между опорным напряжением и напряжением входного сигнала. Наличие угла сдвига фазы φ приводит к уменьшению коэффициента преобразования демодулятора, а значит и к уменьшению среднего значения выпрямленного напряжения (тока). Сдвиг по фазе возникает, когда датчик сигнала и трансформатор опорного напряжения питаются от одного источника. Величину угла φ следует учитывать, если между датчиком сигнала и входным трансформатором включен усилитель низкой частоты.

Основным параметром, характеризующим ключевой демодулятор, является коэффициент преобразования, под которым будем понимать отношение среднего значения напряжения на нагрузке к действующему значению напряжения на входе [15]. При прямоугольной форме опорного напряжения коэффициент преобразования

$$K_{ДR} = \frac{\partial U_{ДR}}{\partial U_c} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_н}{R_н + 2r_{кн}} \cos\varphi,$$

где $r_{кн}$ — выходное сопротивление транзистора в насыщенном состоянии.

Максимальное значение $K_{ДR}$ в двухполупериодной схеме и активной нагрузке может быть доведено до $K_{ДR\,\max} = 0{,}9$, а в однополупериодной схеме до 0,45.

При наличии сглаживающей емкости достаточно большой величины выпрямленное напряжение на нагрузке в однополупериодном демодуляторе

$$U_{ДRC} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_н}{R_н + 2r_{кн}} U_c \cos\varphi,$$

а коэффициент преобразования при активно-емкостной нагрузке в однополупериодном демодуляторе имеет следующий вид:

$$K_{ДRC} = \frac{\partial U_{RC}}{\partial U_c} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{R_н}{R_н + 2r_{кн}} \cos\varphi.$$

Из этого уравнения видно, что при $R_н \gg r_{кн}$ и $\varphi \approx 0$ в однополупериодной схеме значение $K_{ДRC}$ может быть доведено до 0,9. Максимальный коллекторный ток, протекающий по транзисторам,

$$I_{к\max} = \frac{U_{c\max} - 2U_{кэн}}{R_н} \approx \frac{U_{c\max}}{R_н}.$$

Необходимо учитывать, что к запертому транзистору в схеме рис. XIV.40 и XIV.41 прикладывается удвоенное напряжение $U_{c\max}$.

Ток базы, необходимый для насыщения двухтранзисторного ключа, определится транзистором, который находится в обратном включении:

$$I_{бн} = \frac{(1{,}2 \div 2)\, I_{к\max}}{\beta_I}.$$

Принимая сопротивление ключа в открытом состоянии и активное сопротивление обмоток входного трансформатора равным нулю, коэффициент трансформации можно определить из равенства

$$n = \sqrt{\frac{R_н}{R_c}}.$$

Для обеспечения стабильности параметров демодуляторов при изменении температуры в цепь бáзы транзисторов необходимо включать сопротивление $R_б$. При малых входных сигналах $U_{c\max} \leqslant 1$ *в* величина $R_б$ должна быть большой (на порядок выше входного сопротивления транзистора). В схемах на германиевых транзисторах (типа МП8 ÷ 42) рекомендуется выбирать $R_б = (2 \div 3)$ *ком*, а для кремниевых (типа МП101 ÷ 116 и др.) — $R_б = (1 \div 2)$ *ком*. Если входной сигнал $U_{c\max} > 1$ *в*, то сопротивление $R_б$ выполняет также функции ограничителя тока $I_б$ и величина его зависит от значения коммутирующего напряжения, которое в этом случае рекомендуется брать минимальным: $U_к = 1{,}5 \div 3$ *в*. Тогда значение сопротивления в цепи базы определяется из уравнения

$$R_б = \frac{U_к}{I_{бн}}.$$

При отсутствии источника прямоугольных колебаний в качестве опорного напряжения можно использовать источник синусоидального напряжения. Рассмотрим условие обеспечения нормальной работы транзисторов в режиме ключа в схемах демодуляторов при синусоидальном опорном напряжении на примере однотранзисторного ключа, показанного на рис. XIV.43. При помощи графического построения, которое выполним на семействе идеализированных коллекторных характеристик транзистора МП25А, покажем особен-

ности выбора соотношения между амплитудами $U_{оп\,m}$ и $U_{c\,m}$ при различных значениях сопротивления $R_б$, чтобы в любой момент ωt транзистор работал в режиме насыщения, а значения коллекторного тока $i_к$ находились на линии $U_{кб} = 0$. Поскольку при построении используются идеализированные выходные характеристики, то вместо линии границы насыщения ($U_{кб} = 0$) будем определять положение рабочей точки относительно линии OA.

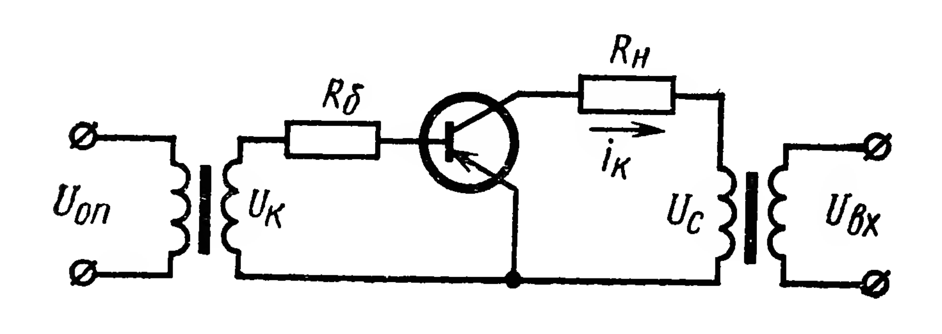


Рис. XIV.43. Схема однотранзисторного ключа

На семействе выходных характеристик выбранного транзистора (рис. XIV.44, *а*) проводим нагрузочную характеристику по параметрам $R_н$, $U_{c\max}$, $I_{кн} = I_н$. Пересечение нагрузочной прямой с линией OA дает значение базового тока, необходимого для насыщения транзистора. Если задано $I_{кн} = I_н$, то $I_{бн} = \frac{I_{кн}}{\beta_N}$. Отметив на входной характеристике точку $I_б = I_{бн}$, проводим нагрузочную линию

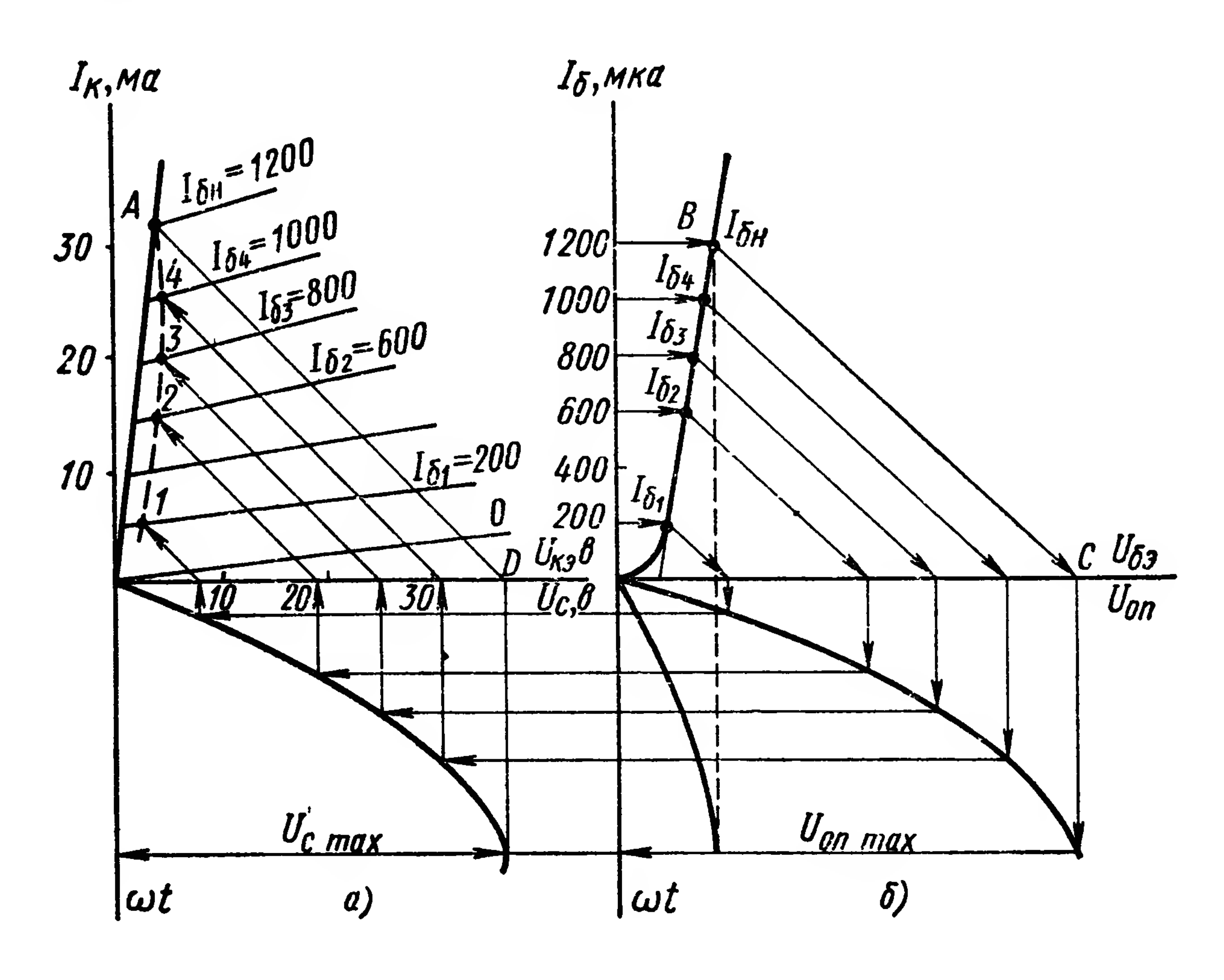


Рис. XIV.44. Построение линий зависимости коллекторного тока от $R_б$ и $U_{оп}$:

а — семейство выходных характеристик; *б* — идеализированная входная характеристика

(по известным или выбранным значениям $R_б$ или $U_{оп\,m}$). После этого под входными и выходными характеристиками строим по оси времени в одинаковом масштабе зависимости $U_c = U_{c\,m} \sin \omega t$ и $U_{оп} = U_{оп\,m} \sin \omega t$. Далее на входной характеристике откладываем значения базовых токов $I_{б1}$—$I_{б4}$; из этих точек проводим нагрузочные

линии, параллельные прямой BC; отмечаем (в направлении, указанном стрелками) точки на синусоиде U_{on} и U_c, а также на оси $U_{кэ}$; из этих точек проводим нагрузочные линии, параллельные линии AD, до пересечения с выходными характеристиками для соответствующих значений базовых токов; через полученные точки проводим штриховую линию. Последняя определяет мгновенные значения токов $i_к$ на выходных характеристиках. При этом в точке A ток $i_к = I_{кн}$. В других случаях транзистор не будет насыщен. Чтобы обеспечить насыщение транзистора в любой момент времени, необходимо увеличить значение $U_{опт}$ или же, оставляя $U_{опт} = \text{const}$, уменьшить величину $R_б$.

Для расчета можно рекомендовать следующие соотношения $U_{опт}$ и $R_б$:

$\frac{U_{опт}}{U_{опн}}$	3	2,5	2	1—1,5
$R_б$ в *ом*	0—400	400—1000	1000—2000	более 2000

при условии, что

$$I'_к = \beta_N I'_{бн} = \beta_N \frac{U_{опт} - U_{опн}}{R_б} < I_{к\,доп}$$

где $U_{опн}$ — значение напряжения $U_{бэ}$ в точке B (рис. XIV.44, *б*).

Если это соотношение не удовлетворяется, то нужно увеличить значение $R_б$. В схемах двухтранзисторных ключей при наличии входных и выходных характеристик для инверсного включения транзистора можно определить $U_{опт}$ аналогичным графическим построением. При отсутствии таких характеристик необходимо определить $I_{бн} = \frac{I_{кн\,\max}}{\beta_I}$, затем, выбрав величину $R_б = 50 \div 400$ *ом*, найти $U_{опт} = (1{,}5 \div 2)\, R_б I_{бн}$.

3. ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ УПРАВЛЯЮЩИХ СИГНАЛОВ

В системах автоматики и телемеханики, наряду с другими методами преобразования управляющих сигналов, часто используется метод широтно-импульсной модуляции (ШИМ). В этом случае входной (управляющий) сигнал, заданный в виде постоянного (точнее, медленно изменяющегося) напряжения или тока преобразуется в последовательность прямоугольных импульсов с постоянными амплитудой A, периодом следования τ и с длительностью τ_1, меняющейся в соответствии с величиной управляющего сигнала.

Различают одностороннюю широтно-импульсную модуляцию (ОШИМ), при которой модулируется временное положение одного из фронтов импульса (переднего или заднего), и двустороннюю, при которой изменяется положение обоих фронтов. Наиболее широко используется ОШИМ с модуляцией заднего фронта импульса.

Как односторонняя, так и двусторонняя широтно-импульсная модуляция может быть первого и второго рода — соответственно ШИМ (ОШИМ)-1 и ШИМ (ОШИМ)-2. При модуляции первого рода момент формирования фронта импульса определяется значением входного сигнала в этот же момент времени. При модуляции второго рода момент формирования фронта определяется значением входного сигнала в момент времени, соответствующий тактовой точке, которая повторяется периодически с периодом τ. Временные диаграммы, иллюстрирующие форму сигнала при модуляции ОШИМ-1 и ОШИМ-2 (с модуляцией заднего фронта), приведены на рис. XIV.45. Тактовым точкам соответствует положение передних фронтов импульсов.

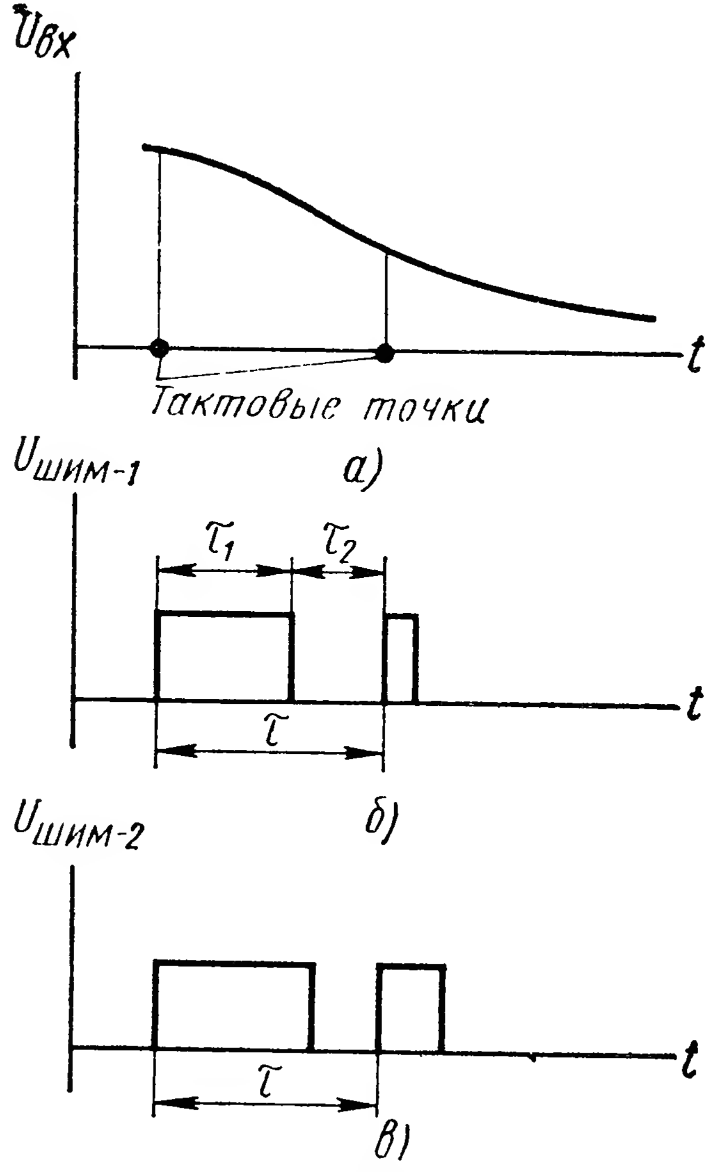


Рис. XIV.45. Структура сигнала ШИМ:

а — входной сигнал; *б* — сигнал с ШИМ-1; *в* — сигнал с ШИМ-2

Крутизна преобразования модулятора определяется, как обычно, отношением приращения длительности импульса $\Delta\tau_1$ к приращению входного сигнала $\Delta U_{вх}$, при этом предполагается, что сигнал задан в виде напряжения:

$$k_\tau = \frac{\Delta\tau_1}{\Delta U_{вх}} \; сек/в.$$

Поскольку, как показано ниже, исполнительные устройства реагируют на среднее значение (постоянную составляющую) сигнала ШИМ, для расчетов удобно вводить безразмерную величину $\chi_к$, называемую коэффициентом команды:

$$\chi_к = \frac{\tau_1 - \tau_2}{\tau},$$

где $\tau_2 = \tau - \tau_1$ — длительность паузы между импульсами.

Крутизна преобразования в этом случае

$$k_\chi = \frac{\Delta\chi}{\Delta U_{вх}} \; \frac{1}{в},$$

причем обычно среднему значению управляющего сигнала соответствует коэффициент команды $\chi_к = 0$ $|\tau_1 = \tau_2|$. Очевидно, что $-1 \leqslant \chi_к \leqslant 1$, однако на практике коэффициент команды ограничивается по модулю величиной порядка $0{,}8 \div 0{,}95$. Это обусловлено тем, что при бо́льших коэффициентах команды импульс (или пауза) оказываются слишком узкими, что затрудняет

реализацию преобразователя. Поэтому максимально достижимая крутизна преобразования по коэффициенту команды

$$k_\chi = \frac{2\,(0,8 \div 0,95)}{\Delta U_{вх\,\max}},$$

где $\Delta U_{вх\,\max}$ — динамический диапазон входного напряжения.

Поскольку у сигналов ШИМ информация заключена во временно́м положении фронтов импульсов, то при работе с такими сигналами допускаются любые искажения и преобразования, не приводящие к смещению фронтов. Это является важным преимуществом сигналов ШИМ, обусловливающим широкое использование их в системах автоматики и телеуправления. В частности, для усиления сигналов ШИМ могут быть использованы релейные (ключевые) усилители мощности, обладающие большим коэффициентом усиления, надежностью и меньшим энергопотреблением, чем линейные

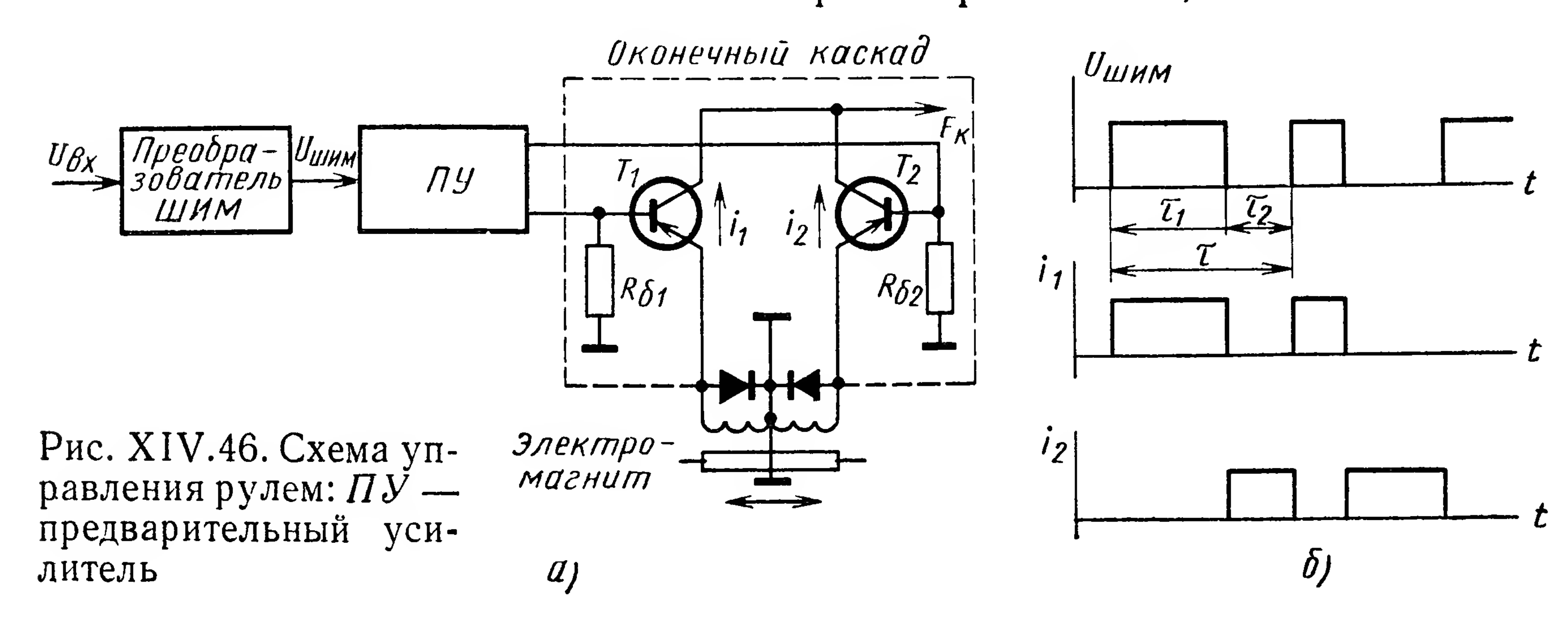


Рис. XIV.46. Схема управления рулем: *ПУ* — предварительный усилитель

усилители. Кроме того, при этом не требуется стабилизировать коэффициент усиления, поскольку релейный усилитель может находиться только в двух состояниях — «включен» или «выключен».

Ряд исполнительных устройств систем автоматики требует обязательного преобразования управляющего сигнала в сигнал ШИМ. Это так называемые колеблющиеся органы управления (рули), применяемые, например, для управления некоторыми типами летательных аппаратов [13]. Руль может находиться только в двух крайних положениях (не считая времени переброса, которое должно быть минимальным), причем эффект управления пропорционален разности времен пребывания в каждом из положений. Блок-схема управления рулём приведена на рис. XIV.46, на котором также изображены основные диаграммы, поясняющие ее работу. В приведенной схеме тяговые электромагниты руля служат эмиттерной нагрузкой двухтактного ключевого каскада, собранного на транзисторах T_1, T_2. Каждый из транзисторов открывается по очереди импульсами запуска, формируемыми из импульсов ШИМ таким образом, что в течение времени τ_1 открывается транзистор T_1, а в течение времени τ_2 — транзистор

T_2. Очевидно, что разность средних времен пребывания руля в крайних положениях пропорциональна коэффициенту команды $\chi_к$, поскольку при открытом транзисторе T_1 ток протекает через левую половину обмотки тягового электромагнита, а при открытом транзисторе T_2 — через правую.

Благодаря указанному выше преимуществу сигнала ШИМ, этот вид преобразования находит применение и для исполнительных устройств непрерывного действия, например, электродвигателей. Схема оконечного каскада усилителя приведена на рис. XIV.47. Якорная обмотка электродвигателя включена между эмиттерными нагрузками двухтактного эмиттерного повторителя, работающего в ключевом режиме. Управление эмиттерным повторителем осуществляется так же, как в схеме, приведенной на рис. XIV.46. Заметим, что ток в обмотке якоря электродвигателя меняет направление в соответствии с изменением состояний транзисторов T_1 и T_2. Благодаря инерционности электродвигателя, суммарный эффект будет определяться средним значением протекающего тока, т. е. коэффициентом команды $\chi_к$. В тех случаях, когда период коммутации имеет значительную длительность (от единиц до сотых долей секунды) вместо транзисторного (или лампового) ключевого каскада может использоваться поляризованное реле. Мощности предварительных усилителей в схемах рис. XIV.46, XIV.47 должны быть достаточными для переключения выходного каскада.

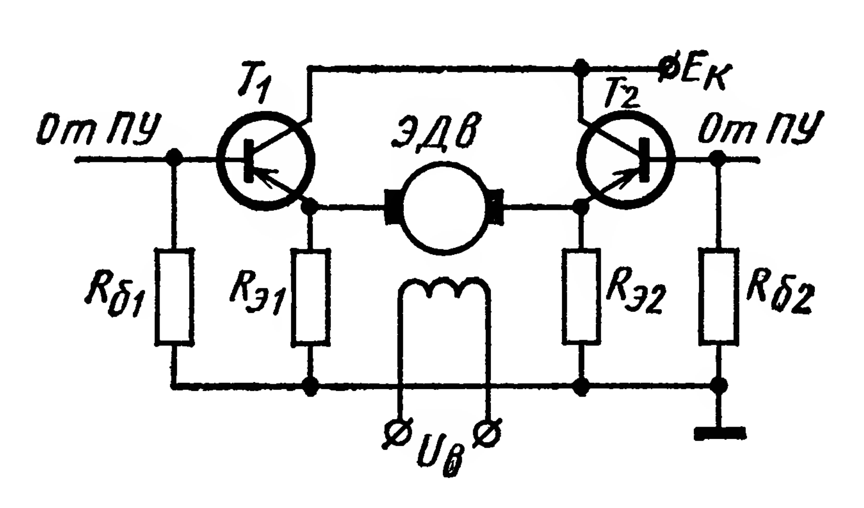


Рис. XIV.47. Схема питания электродвигателя сигналом ШИМ

Расчет преобразователя ШИМ должен начинаться с определения частоты следования импульсов $\omega_н = \frac{1}{\tau}$. Как и при любом методе импульсной модуляции, где непрерывный сигнал отображается значениями в дискретные моменты времени, для правильного воспроизведения исходного сигнала частота дискретизации должна быть согласована с его спектром. Нижний предел частоты дискретизации $\omega_н$, при которой в принципе возможно восстановление (без ошибки) непрерывного сигнала по его дискретным значениям, определяется теоремой Котельникова (см. § 1 настоящей главы), согласно которой $\omega_н \geqslant 2\Omega$,

где Ω — максимальная частота, содержащаяся в спектре исходного сигнала.

Для преобразования постоянного напряжения в сигнал ШИМ используются разнообразные устройства, которые могут быть выполнены как на электронных лампах, так и на транзисторах. Каждая из рассмотренных ниже ламповых схем имеет транзисторный аналог и наоборот.

Принцип действия большинства преобразователей основан на фиксации момента времени, при котором входной сигнал $U_{вх}$ становится равным сигналу с заданным законом изменения во времени (обычно используется линейно-меняющийся — пилообразный сигнал $U_п$). Принцип формирования сигнала ШИМ иллюстрируется диаграммами, приведенными на рис. XIV.48. Импульсами тактового генератора, следующими с периодом τ, запускается генератор пилообразного напряжения и в этот же момент формируется передний фронт импульса ШИМ. Когда пилообразное напряжение становится равным по величине входному напряжению $U_{вх}$, устройство сравнения (компаратор) вырабатывает импульс, формирующий задний фронт импульса ШИМ. Из рис. XIV.48 видно, что в данном случае получается модуляция ОШИМ-1. Если дополнительным устройством осуществить запоминание величины входного напряжения в момент появления тактового импульса и затем использовать эту величину для сравнения с пилообразным напряжением, то в результате получится модуляция ОШИМ-2 (штриховые линии на рис. XIV.48).

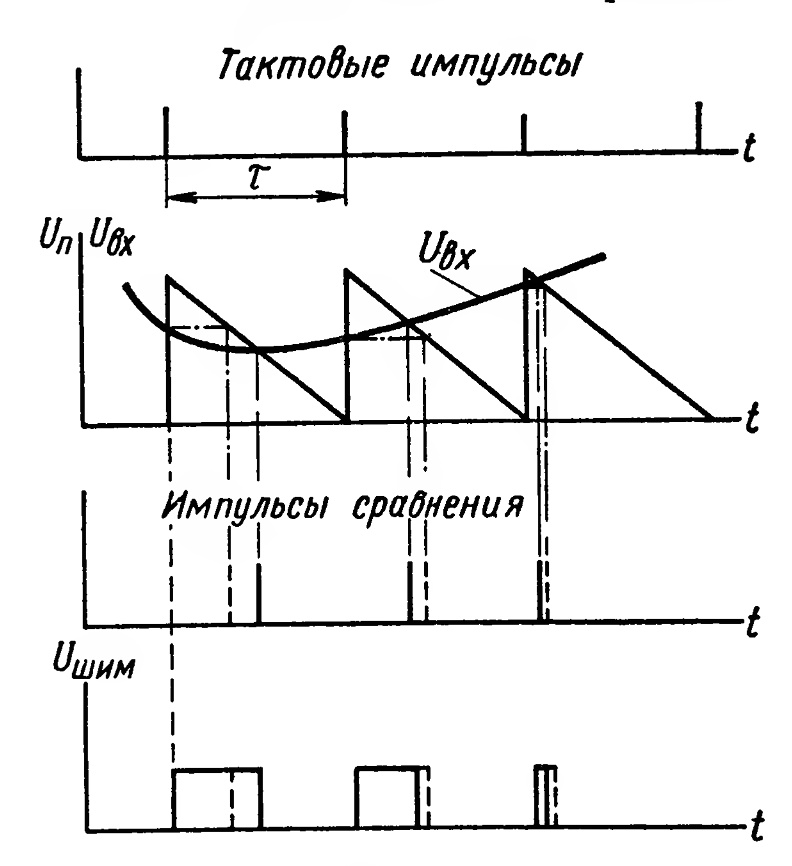


Рис. XIV.48. Принцип формирования сигнала ШИМ

Блок-схема преобразователя приведена на рис. XIV.49. В качестве задающего тактового генератора обычно используется блокинг-генератор, который формирует последовательность коротких импульсов достаточно большой амплитуды. Для повышения стабильности частоты следования импульсов иногда применяют синхронизацию блокинг-генератора внешним высокостабильным источником. Схемы генераторов пилообразного напряжения весьма разнообразны [14] и могут выполняться в транзисторном и ламповом вариантах. К выходному напряжению генератора предъявляются повышенные требования по стабильности среднего уровня и линейности формы. Изменение среднего уровня приводит к появлению ошибки смещения в преобразователе, отклонение формы напряжения от линейной — нелинейной зависимости коэффициента

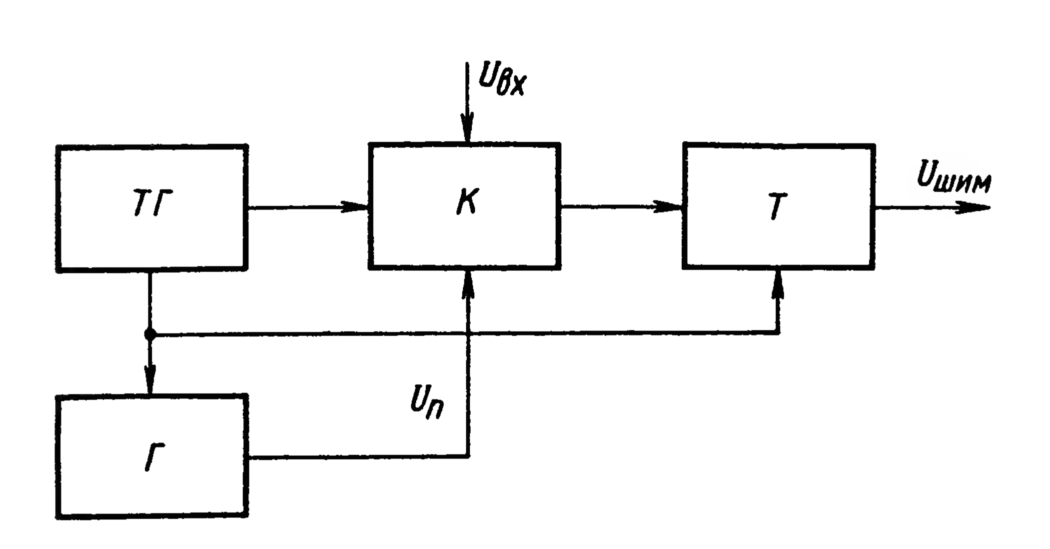


Рис. XIV.49. Блок-схема преобразователя ШИМ:

ТГ — тактовый генератор; *К* — компаратор; *Т* — триггер; *Г* — генератор

команды от входного сигнала. В качестве выходного устройства, формирующего импульсы ШИМ, используется триггер, который запускается тактовыми импульсами и сбрасывается импульсами, поступающими с компаратора. Одна из возможных схем компаратора [13] и временные диаграммы, поясняющие его работу, приведены на рис. XIV. 50.

Пилообразное напряжение $U_п$ поступает на катод диода *Д*, который находится в закрытом состоянии, поскольку напряжение на катоде выше, чем на аноде. Лампа усилителя при этом открыта и напряжение на ее аноде мало. По мере убывания $U_п$ напряжение анод — катод диода нарастает и в момент t_1, когда напряжение пилы становится равным управляющему напряжению, диод открывается.

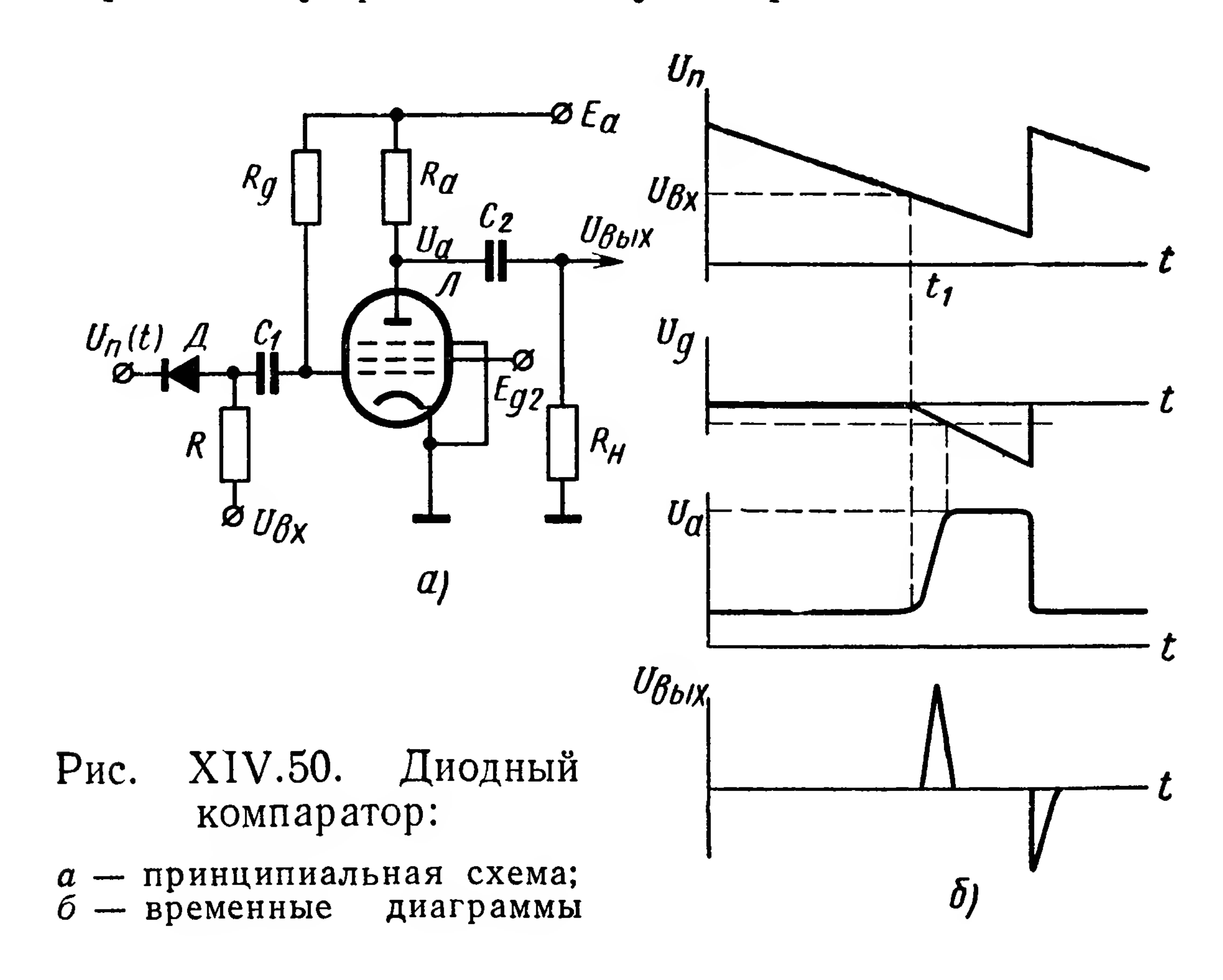


Рис. XIV.50. Диодный компаратор:

а — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы

В этот момент напряжение $U_п$ через разделительную емкость C_1 подается на сетку лампы, что приводит к возникновению положительного импульса на ее аноде. Передний фронт этого импульса дифференцируется и используется для сброса триггера. Недостатком такого компаратора является сравнительно малая крутизна фронта анодного импульса, что ухудшает точность преобразования.

Более совершенными являются компараторы регенеративного типа, нашедшие широкое применение в преобразователях ШИМ. В компараторах этого типа благодаря внутренней обратной связи возникает лавинообразный процесс переброса схемы из одного фиксированного состояния в другое, в результате чего получается импульс с высокой крутизной фронта. Срабатывание регенеративной схемы происходит при достижении входным напряжением некоторого фиксированного уровня $U_{пор}$. В качестве регенеративного компаратора часто используется триггер Шмитта. Принцип формирования сигнала ШИМ с помощью компаратора, при использовании триггера Шмитта, можно пояснить с помощью рис. XIV.51. Приведенные диаграммы соответствуют случаю применения транзисто-

ров типа $p — n — p$, для транзисторов типа $n — p — n$ или электронных ламп, где отпирающими является положительный уровень, диаграммы следует инвертировать относительно оси времени.

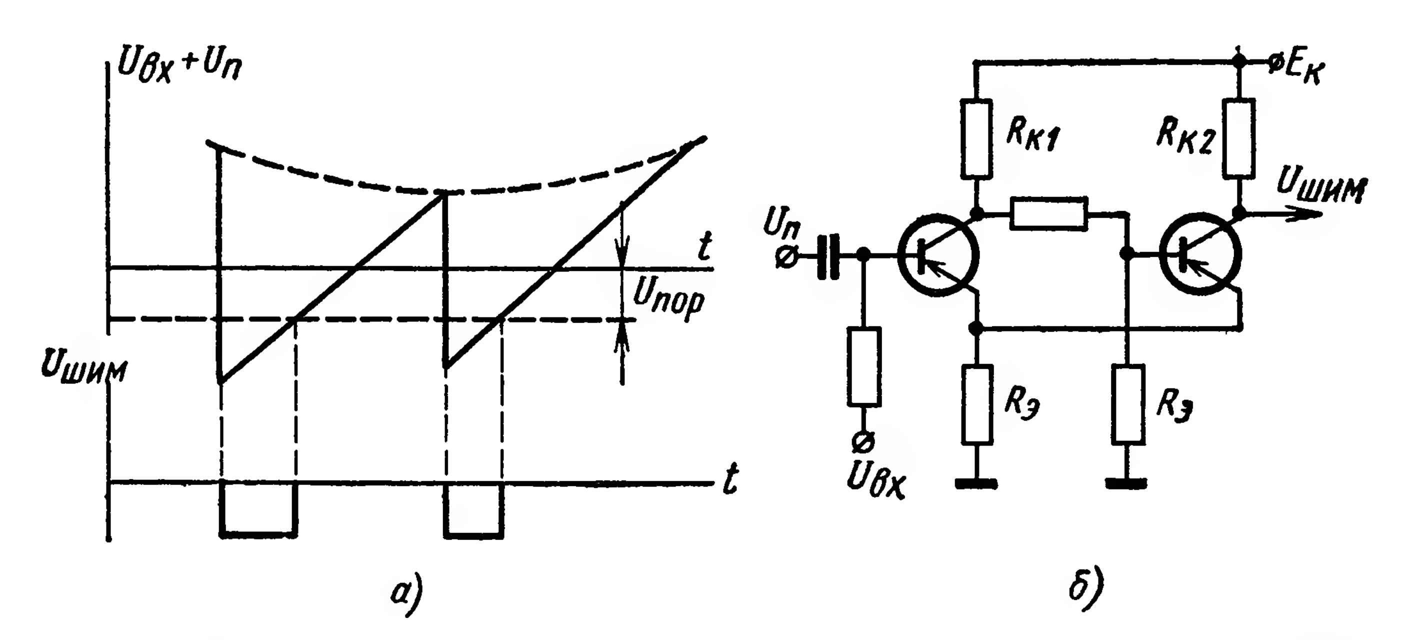


Рис. XIV.51. Принцип и схема формирования сигнала ШИМ с помощью триггера Шмитта

В преобразователях ШИМ часто используются устройства, в которых функции генерирования колебания заданной формы и сравнения конструктивно объединены. Примерами таких преобразователей являются преобразователи на фантастронах или кипп-реле [14]. Преобразователь ШИМ, построенный по схеме кипп-

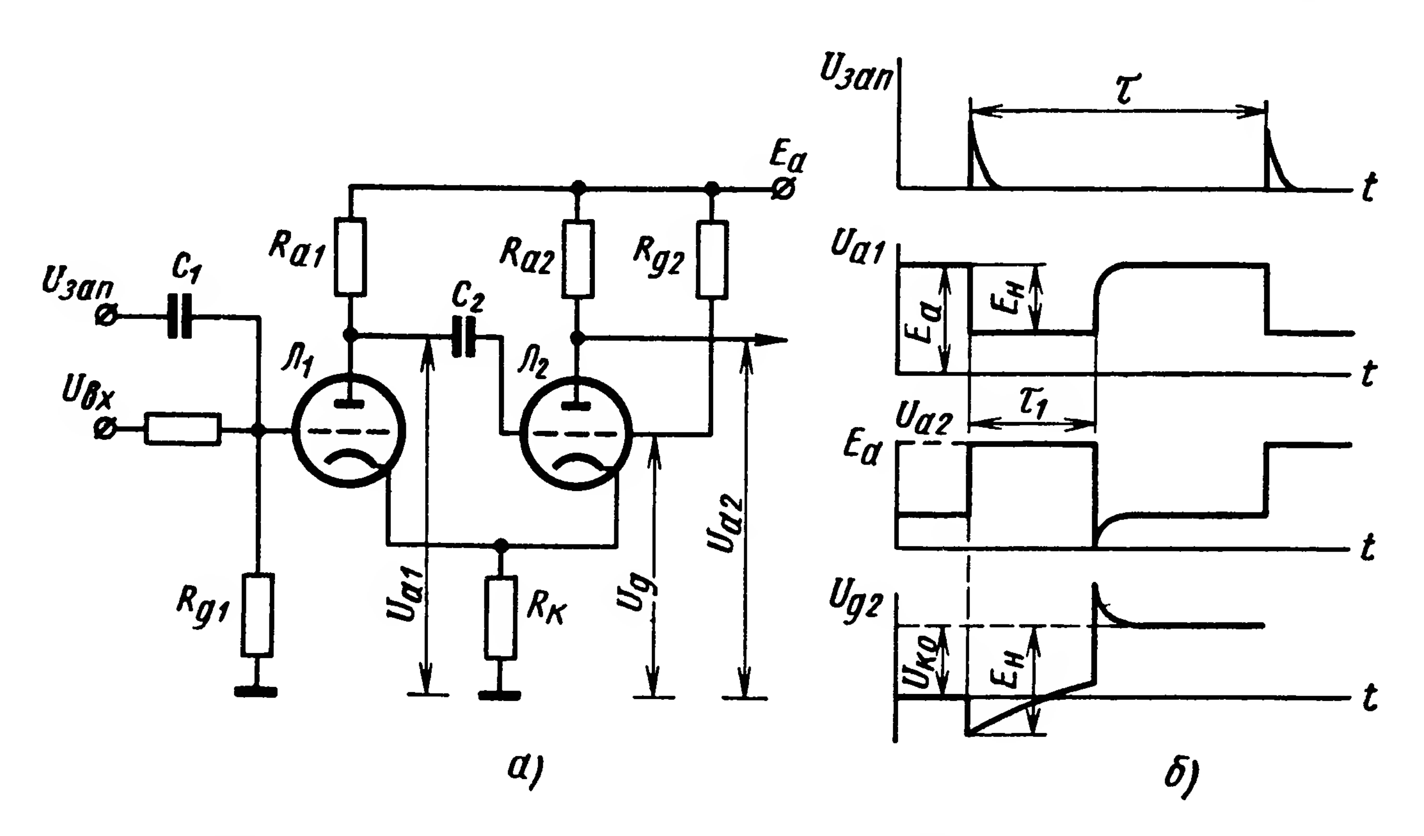


Рис. XIV.52. Формирование сигнала ШИМ с помощью кипп-реле

реле с катодной связью и временны́е диаграммы, поясняющие его работу, приведены на рис. XIV.52. Кипп-реле представляет собой спусковую схему с одним устойчивым и с одним временно-устойчивым состоянием. Для обозначения таких схем в литературе, кроме термина кипп-реле, употребляются также термины задержанный мультивибратор, одновибратор, моностабильная схема.

Как видно из рис. XIV.52, схема кипп-реле с катодной связью напоминает схему триггера Шмитта, с той только разницей, что

резистивная анодно-сеточная связь заменена емкостной. В устойчивом состоянии лампа $Л_2$ открыта, а лампа $Л_1$ — заперта напряжением $U_{к0}$, выделяющимся на общей катодной нагрузке $R_к$ за счет тока лампы $Л_2$. При поступлении на сетку лампы $Л_1$ положительного импульса достаточно большой амплитуды $U_{зап}$ происходит лавинообразный процесс опрокидывания. В аноде лампы $Л_1$ формируется отрицательный перепад $E_н$, который через емкость C_2 передается на сетку лампы $Л_2$, запирая ее. Схема переходит во временно устойчивое состояние. Емкость C_2 начинает перезаряжаться через сопротивление R_{g2} и параллельно включенные сопротивления нагрузки и внутреннее сопротивление открытой лампы $Л_1$. Поскольку сопротивление R_{g2} значительно больше внутреннего сопротивления лампы и сопротивления R_{a1}, можно считать, что процесс перезарядки определяется только им. При этом напряжение на сетке лампы $Л_2$ возрастает. Когда разность этого напряжения и напряжения на катоде, обусловленного током открытой лампы $Л_1$, станет равной напряжению отпирания E_{g0} лампы $Л_2$, последняя откроется, что приведет к обратному опрокидыванию схемы. После восстановления начального заряда на емкости схема возвращается в исходное состояние. Сигнал управления, поступающий на сетку лампы $Л_1$, изменяет величину тока этой лампы в открытом состоянии, что вызывает изменение перепада напряжения на ее аноде и величины напряжения на катодах ламп. Это обусловливает изменение длительности временно устойчивого состояния кипп-реле. Положительный импульс, снимаемый с анода лампы $Л_2$, может быть использован как сигнал ШИМ. Выражение, определяющее длительность временно устойчивого состояния кипп-реле, имеет вид:

$$\tau_1 = CR_g \ln \frac{(U_{вх} + E_{g0}) \frac{R_{a1}}{R_к} + E_a - U_{к0}}{E_a - U_{вх}}, \qquad \text{(XIV.34)}$$

где R_{a1}, C, R_g, $R_к$ — параметры элементов схемы;
E_a — напряжение анодного питания;
$U_{ко}$ — напряжение в катодах ламп при закрытой $Л_1$.

Таким образом, в общем случае существует нелинейная зависимость длительности импульса от управляющего напряжения. Однако надлежащим выбором параметров схемы зависимость (XIV.34) может быть линеаризована и приведена к виду

$$\tau_1 \approx CR_g (A + kU_{вх}), \qquad \text{(XIV.35)}$$

где

$$A = \ln \frac{E_a - U_{к0} + E_{g0} \frac{R_{a1}}{E_к}}{E_a};$$

$$k = \frac{R_{a1}}{R_к \left(E_a - U_{к0} + E_{g0} \frac{R_{a1}}{R_к}\right)} + \frac{1}{E_a}.$$

При этом отклонение реальной характеристики от линейной, описываемой соотношением (XIV.35), в ряде случаев не превышает величину порядка 1%.

Как видно из рассмотрения принципов преобразования непрерывного входного сигнала в сигнал ШИМ, управляющий сигнал должен быть однополярным, изменяющимся относительно некоторого среднего значения, не равного нулю. Чаще всего в системах автоматики управляющий сигнал бывает двуполярным со средним значением, равным нулю. Поэтому для преобразования такого сигнала в сигнал ШИМ сначала необходимо превратить его в однополярный, сложив его с постоянным напряжением $U_{см}$, величину которого следует подобрать таким образом, чтобы при нулевом исходном управляющем сигнале коэффициент команды $\chi_к$ был равен нулю.

Приведенные схемы не исчерпывают всего многообразия возможных способов построения преобразователей ШИМ. Кроме преобразователей на электронных лампах и транзисторах, могут применяться преобразователи на ферритовых элементах с прямоугольной петлей гистерезиса. Преобразователи такого типа подробно описаны в литературе.

4. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРЕОБРАЗУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

В технике автоматического управления преобразование электрических сигналов в механические осуществляется с помощью специальных устройств — электромеханических преобразователей. Наиболее часто применяются так называемые электромагнитные преобразующие элементы, в которых преобразование электрических сигналов в механические осуществляется при взаимодействии ферромагнитных тел с магнитным полем [10].

Применяемые электромагнитные преобразующие элементы могут работать от источников постоянного и переменного тока. Электромагнитные преобразующие элементы постоянного тока можно разделить на две группы: нейтральные и поляризованные. В нейтральных электромагнитных элементах магнитный поток создается при помощи обмоток, питаемых постоянным током, и действие устройства зависит лишь от величины магнитного потока, а не от его направления. В поляризованных электромагнитных элементах имеются два независимых магнитных потока (поляризующий и рабочий), и действие устройства зависит как от величины, так и от направления постоянного тока, протекающего в обмотке катушки управления и создающего рабочий магнитный поток. При этом поляризующий магнитный поток может быть создан за счет протекания постоянного тока по обмотке катушки возбуждения или постоянным магнитом.

Электромагнитные преобразующие элементы обычного типа представляют собой устройства релейного действия. В настоящей главе рассматриваются электромагнитные преобразующие элементы пропорционального управления, предназначенные для использо-

вания в системах автоматического управления. Последнее обстоятельство обусловило специфические особенности этих элементов, а также часто применяемое несколько иное их название — электромагнитные пропорциональные управляющие элементы [4].

Электромагнитные преобразующие элементы пропорционального действия относятся к устройствам непрерывного типа, у которых выходная величина изменяется пропорционально входной. Статические свойства электромагнитных преобразующих элементов пропорционального действия оцениваются двумя характеристиками. Одна из них представляет собой зависимость перемещения подвижной части элемента от входного сигнала при постоянной (обычно нулевой) внешней нагрузке и называется внешней характеристикой. Другая статическая характеристика представляет собой зависимость электромагнитного усилия или момента, возникающих на подвижной части элемента, от ее перемещения при постоянном входном сигнале и называется тяговой характеристикой. Из указанных характеристик может быть получена также обобщенная характеристика — зависимость полезного усилия или момента, развиваемых элементом, от перемещения его подвижной части и входного сигнала. Динамические свойства электромагнитных преобразующих элементов пропорционального действия оцениваются, как и для других элементов автоматики, относящихся к линейным звеньям, постоянными времени и амплитудно-фазовыми частотными характеристиками.

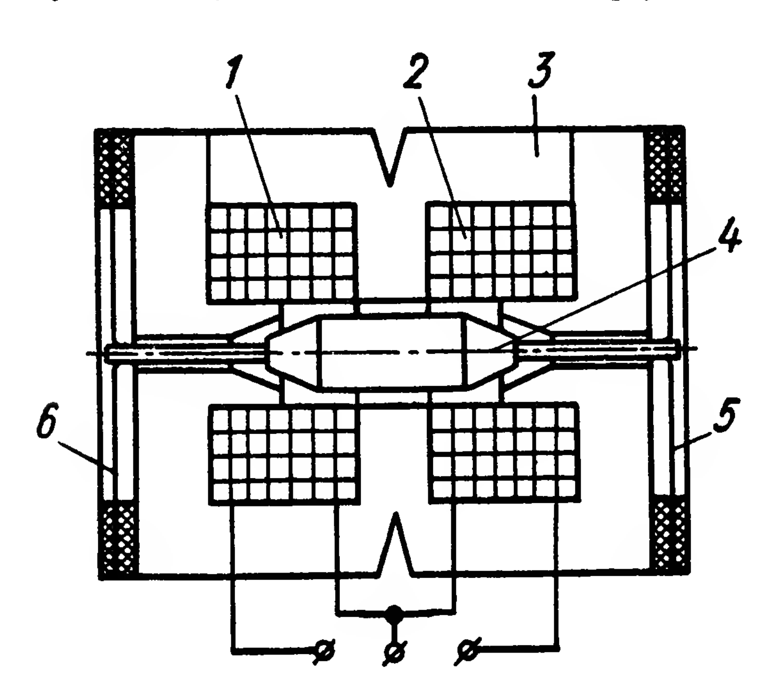


Рис. XIV.53. Принципиальная схема нейтрального электромагнитного преобразующего элемента

Наиболее ярким примером использования электромагнитных преобразующих элементов пропорционального действия является широкое применение их в электрогидравлических и электропневматических сервомеханизмах. В этих агрегатах электромагнитные преобразующие элементы управляют перемещением особых органов, дросселирующих поток жидкости или газа в гидравлических и пневматических усилителях различных классов [7].

В дальнейшем электромагнитные преобразующие элементы пропорционального действия будем называть более кратко: электромагнитные преобразующие элементы.

Устройство и принцип действия электромагнитных преобразующих элементов. На рис. XIV.53 показана принципиальная схема нейтрального электромагнитного преобразующего элемента постоянного тока. Две катушки управления *1* и *2*, имеющие одинаковые числа витков, включены по дифференциальной схеме и расположены во внутреннем пространстве цилиндрического фигурного

магнитопровода *3*. Якорь *4* (подвижная часть электромагнитного преобразующего элемента) имеет малые вес и размеры и при помощи двустороннего штока крепится к плоским пружинам *5* и *6*. Пружины изолированы от магнитопровода кольцами из текстолита. Зазоры между коническими срезами якоря и коническими полюсными наконечниками магнитопровода являются рабочими, а зазор между цилиндрической поверхностью якоря и цилиндрической поверхностью полюса магнитопровода — паразитным. Входным сигналом электромагнитного преобразующего элемента является разность токов в его катушках, а выходным — линейное перемещение якоря.

При обесточенных катушках управления якорь удерживается в нейтральном (по отношению к коническим полюсам магнитопровода) положении двумя плоскими уравновешивающими пружинами, имеющими линейную зависимость прогиба от приложенного усилия. При равных токах в катушках управления, т. е. при нулевом входном сигнале, возникают два магнитных потока, направленные противоположно. Проходя по магнитопроводу, якорю, паразитному и рабочим зазорам, эти магнитные потоки образуют два отдельных замкнутых контура. Под действием магнитных потоков в рабочих зазорах на конических поверхностях магнитопровода и якоря появляются силы взаимного притяжения. Силы, возникающие в паразитном зазоре на цилиндрических поверхностях магнитопровода и якоря, осевого воздействия не создают. При одинаковых токах в катушках управления, числах витков в них и рабочих зазорах (якорь находится в нейтральном положении) усилия на концах якоря будут одинаковы и направлены в противоположные стороны. Результирующее усилие при этом будет равно нулю. Входной сигнал в виде разности токов в катушках управления вызывает появление двух различных по величине магнитных потоков и, следовательно, различных усилий на концах якоря. В этом случае создается неуравновешенное результирующее усилие, под действием которого якорь смещается в сторону контура, обтекаемого бóльшим током. Перемещению якоря противодействуют плоские пружины, их деформация создает силу, пропорциональную перемещению якоря. Движение ненагруженного якоря происходит до тех пор, пока электромагнитные силы не будут уравновешены усилием плоских пружин. При этом наступает состояние механического равновесия и якорь занимает новое положение, отличающееся от нейтрального. Направление движения якоря зависит, таким образом, от того, в какой катушке управления возникает больший магнитный поток, а величина перемещения пропорциональна амплитуде входного сигнала.

На рис. XIV.54 приведена принципиальная схема поляризованного электромагнитного преобразующего элемента постоянного тока. Он состоит из магнитопровода *1*, якоря *2*, двух катушек возбуждения *4* (катушек поляризации), имеющих одинаковые числа витков, и катушки управления *3*. Катушки возбуждения неподвижно

закреплены на стержнях плоского магнитопровода. Катушка управления также неподвижна, но имеет внутренний размер несколько больший, чем ширина плоского якоря. Благодаря этому якорь может свободно поворачиваться на небольшой угол (1 — 3°) внутри катушки управления. Ось вращения якоря закреплена в подшипниках качения, жидкая смазка которых сводит к минимуму момент сил трения. Между пятой якоря и телом магнитопровода имеется небольшой паразитный воздушный зазор, а между полюсными наконечниками магнитопровода и якорем — рабочие воздушные зазоры.

При отсутствии токов как в катушках возбуждения, так и в катушке управления якорь может занимать любое крайнее положение, так как в этом случае среднее (нейтральное) положение якоря ничем не фиксируется и является неустойчивым. Если же в катушки возбуждения подано напряжение, то под действием возникающих магнитных потоков якорь занимает устойчивое нейтральное положение и обладает восстанавливающим моментом электромагнитной упругости, пропорциональным углу отклонения якоря. Таким образом, катушки возбуждения эквивалентны пружине, удерживающей якорь в нейтральном положении при отсутствии входного сигнала.

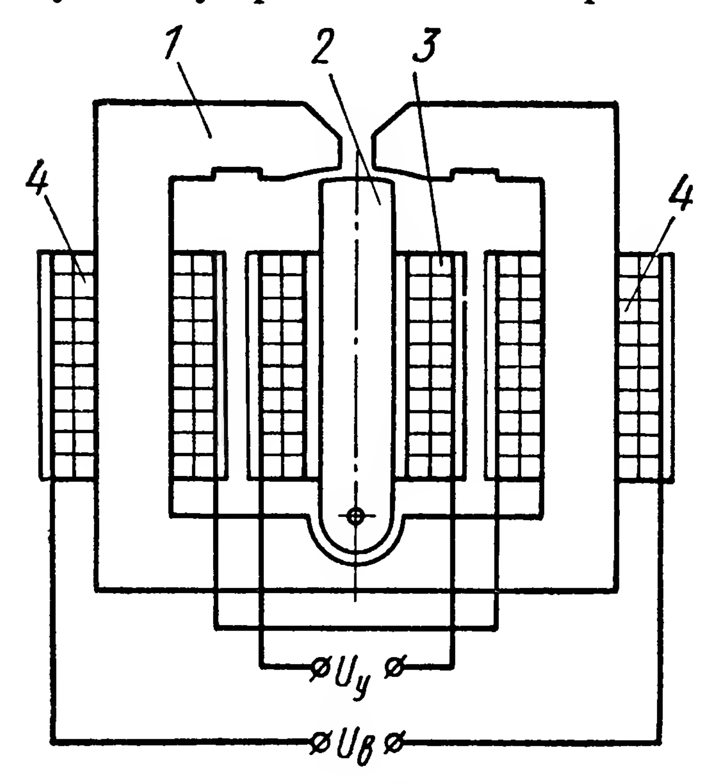


Рис. XIV.54. Принципиальная схема поляризованного электромагнитного преобразующего элемента с катушками возбуждения

При подаче входного сигнала (тока) в катушку управления возникает управляющий магнитный поток, проходящий по якорю и разветвляющийся по стержням магнитопровода. В одном из стержней магнитопровода магнитные потоки, созданные катушкой управления и катушками возбуждения, направлены в одну и ту же сторону (суммируются), а в другом — направлены в разные стороны (вычитаются). Кроме того, части потоков обеих катушек возбуждения пронизывают управляющую катушку, создавая тем самым дополнительное взаимодействие магнитных потоков. В результате взаимодействия в рабочих зазорах всех магнитных потоков катушек возбуждения и катушки управления с якорем на нем возникает усилие, создающее вращающий момент, величина и направление которого зависят от величины и полярности входного сигнала. Поворот ненагруженного якоря под воздействием вращающего момента происходит до тех пор, пока этот момент не будет уравновешен моментом электромагнитной упругости. Каждому входному сигналу соответствует определенный угол поворота якоря. В последние годы большое применение получили поляризованные электромагнитные преобразующие элементы, в которых поляри-

зующий магнитный поток создается при помощи постоянных магнитов.

Статика и динамика электромагнитных преобразующих элементов нейтрального типа. Тяговая и внешняя характеристики позволяют судить о статических свойствах нейтрального электромагнитного преобразующего элемента, являющегося звеном в цепи управления.

Тяговая характеристика находится из рассмотрения электромагнитных сил, действующих на якорь при наличии входного сигнала. При неравенстве токов в катушках элемента на якорь преобразователя со стороны полюсных наконечников действуют силы

$$F_1 = \frac{(i_1 w)^2}{2} \cdot \frac{dG_1}{dx};$$

$$F_2 = \frac{(i_2 w)^2}{2} \cdot \frac{dG_2}{dx},$$

где i_1 и i_2 — токи в катушках управления;
w — число витков в каждой катушке управления;
G_1 и G_2 — магнитные проводимости рабочих зазоров;
x — перемещение якоря.

Результирующую электромагнитную силу, действующую на якорь элемента, определим по формуле

$$F_{эм} = F_1 + F_2.$$

Сила $F_{эм}$ вызывает перемещение якоря из нейтрального положения.

При движении якоря изменяются геометрия рабочих зазоров и их магнитные проводимости, являющиеся функциями перемещения x, поэтому аналитическое выражение электромагнитной силы $F_{эм}$ в общем случае является нелинейным по отношению к обеим переменным, определяющим эту силу, т. е. входному сигналу и перемещению якоря.

Нелинейное выражение для определения электромагнитной силы может быть линеаризовано путем разложения его в ряд Тейлора. В этом случае результирующая сила, действующая на якорь, примет вид

$$F_{эм} = k_i \Delta i + k_x x, \qquad \text{(XIV.36)}$$

где k_i и k_x — постоянные коэффициенты, зависящие от конструктивного выполнения якоря и полюсных наконечников;
Δi — входной сигнал ($\Delta i = i_1 - i_2$).

Так, например, для электромагнитного преобразующего элемента, конструкция которого описана в работе [8], коэффициенты k_i и k_x без учета насыщения магнитопровода будут

$$k_i = \frac{2\pi\mu i_0 w^2}{\delta_0^2 \sin\alpha \cos^2\alpha} (nr_я - \delta_0^2 \sin\alpha \cos^2\alpha), \qquad \text{(XIV.37)}$$

$$k_x = \frac{4\pi\mu i_0^2 w^2 n r_я}{\delta_0^3 \sin\alpha \cos^2\alpha}, \qquad \text{(XIV.38)}$$

где μ — магнитная проницаемость воздуха;

i_0 — начальный ток в катушках управления (при $x = 0$);

δ_0 — начальный осевой зазор между полюсными наконечниками и якорем;

α — угол конусности концов якоря;

n — высота конической части якоря;

$r_я$ — радиус цилиндрической части якоря.

При переменном перемещении x и постоянной разности Δi токов в катушках управления уравнение (XIV.36) представляет собой уравнение прямой. Различным постоянным входным сигналам соответствуют различные прямые. Таким образом, в общем виде уравнение (XIV.36) характеризует семейство тяговых характеристик, угловой коэффициент которых равен k_x. На рис. XIV.55

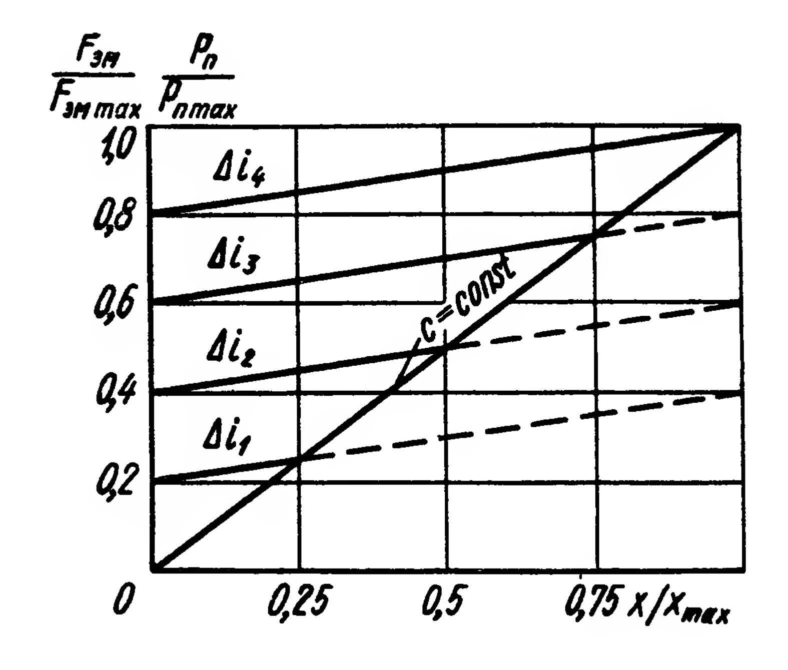


Рис. XIV.55. Тяговые характеристики нейтрального электромагнитного преобразующего элемента

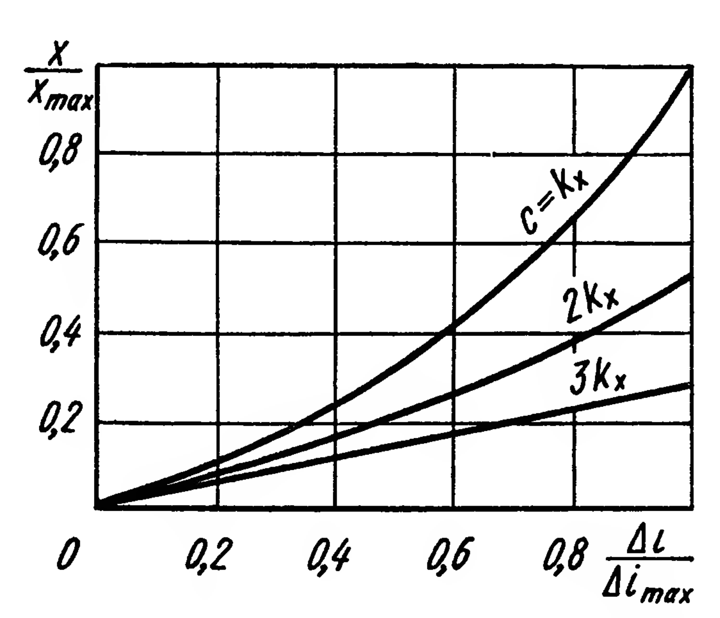


Рис. XIV.56. Внешние характеристики нейтрального электромагнитного преобразующего элемента

показано семейство тяговых характеристик электромагнитного преобразующего элемента, коэффициенты k_i и k_x которого описываются выражениями (XIV.37) и (XIV.38).

Кроме электромагнитной силы, на якорь нейтрального электромагнитного преобразующего элемента действует усилие P_n уравновешивающих пружин, которое возможно записать в линейном виде

$$P_n = cx, \tag{XIV.39}$$

здесь c — жесткость уравновешивающих пружин.

Совместное решение уравнений (XIV.36) и (XIV.39) позволяет определить внешнюю характеристику элемента. Пересечение характеристики пружин с тяговыми характеристиками (рис. XIV.55) дает графическое решение уравнений (XIV.36) и (XIV.39), соответствующее равенству $F_{эм} = P_n$, из которого следует, что

$$x = \frac{k_i}{c - k_x}\Delta i. \tag{XIV.40}$$

При этом необходимо, чтобы жесткость c уравновешивающих пружин была больше коэффициента k_x. На рис. XIV.56 приведены

экспериментальные внешние характеристики электромагнитных преобразующих элементов, имеющих различную жесткость уравновешивающих пружин, а следовательно, и различный рабочий ход якоря. При больших перемещениях якоря и малой жесткости пружин линейность внешней характеристики нарушается. Для достижения большей линейности внешней характеристики важно также, чтобы проводимость паразитного зазора была больше проводимости рабочих зазоров. Внешняя характеристика, определяемая при прямом и обратном перемещениях якоря, имеет небольшую петлю гистерезиса.

В случае, когда к якорю приложена внешняя нагрузка R, его положение устойчивого равновесия определяется равенством:

$$F_{эм} = P_n + R. \qquad \text{(XIV.41)}$$

Полезное усилие N элемента, которое преодолевает внешнюю нагрузку, согласно выражениям (XIV.36), (XIV.39) и (XIV.41) может быть представлено в виде

$$N = R = k_i \Delta i + (k_x - c)\, x. \qquad \text{(XIV.42)}$$

Из выражения (XIV.42) следует, что при постоянном входном сигнале полезное усилие различно в каждой точке перемещения якоря.

На рис. XIV.57 изображена обобщенная статическая характеристика нейтрального электромагнитного преобразующего элемента, передающая зависимость полезного усилия элемента в функции входного сигнала и перемещения якоря. Полезное усилие достигает максимума при заторможенном на нейтрале якоре ($x = 0$) и равно нулю при таком ходе якоря, когда электромагнитная сила полностью скомпенсирована усилием уравновешивающих пружин.

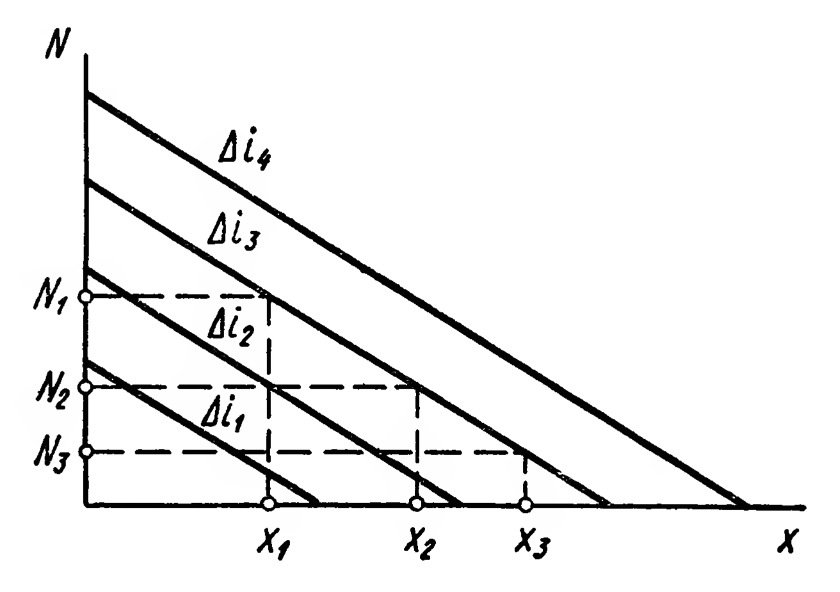


Рис. XIV.57. Обобщенная статическая характеристика нейтрального электромагнитного преобразующего элемента

Динамические свойства электромагнитных преобразующих элементов могут быть определены различным путем в зависимости от того, какую физическую систему (линейную или нелинейную) они представляют. Электромагнитные преобразующие элементы, как и другие устройства автоматики, обладают определенными нелинейностями. Для полного и общего анализа динамики требуется решение нелинейных дифференциальных уравнений. Однако для ряда задач линеаризованные уравнения движения с достаточной степенью точности описывают процессы, происходящие в электромагнитных преобразующих элементах различных типов.

Экспериментальные исследования показали, что динамику электромагнитных преобразующих элементов, в том числе и нейтральных, нельзя рассматривать изолированно, поскольку в любой схеме они соединены с источниками управляющих сигналов. Выходные параметры последних оказывают влияние на процессы, происходящие в электромагнитных преобразующих элементах. В качестве источников управляющих сигналов чаще всего используются электронные или магнитные усилители, выходное сопротивление которых оказывает влияние на переходный процесс в электромагнитном преобразующем элементе.

При этом можно выделить два режима работы преобразователя. В первом случае, когда выходное сопротивление усилителя очень велико, электромагнитный преобразующий элемент может быть описан уравнением второго порядка (колебательным звеном). Во втором случае, когда выходное сопротивление усилителя относительно мало, поведение электромагнитного преобразующего элемента описывается дифференциальным уравнением третьего порядка.

Движение якоря ненагруженного внешней силой нейтрального электромагнитного преобразующего элемента, работающего с высокоомным усилителем, может быть описано дифференциальным уравнением

$$m\ddot{x} = F_{эм} - q\dot{x} - cx, \tag{XIV.43}$$

где m — масса якоря;

q — коэффициент вязкого трения якоря в данной среде.

Отсутствие трущихся поверхностей в подвеске якоря приводит к тому, что в уравнении (XIV.43) отсутствуют члены, учитывающие сухое трение. Замена в уравнении (XIV.43) тягового усилия его выражением (XIV.36) приводит к уравнению

$$m\ddot{x} + q\dot{x} + (c - k_x)\,x = k_i\Delta i.$$

Если ввести обозначения:

$$T = \sqrt{\frac{m}{c - k_x}};$$

$$\xi = \frac{q}{2\sqrt{m\,(c - k_x)}};$$

$$k = \frac{k_i}{c - k_x},$$

то уравнение движения якоря примет вид:

$$T^2\ddot{x} + 2\xi T\dot{x} + x = k\Delta i. \tag{XIV.44}$$

Передаточная функция элемента согласно последнему уравнению равна

$$W_1(s) = \frac{k}{T^2s^2 + 2\xi Ts + 1}.$$

В случае, когда электромагнитный преобразующий элемент работает с усилителем, имеющим низкоомный выход, существенное влияние на динамику элемента оказывает индуктивное сопротивление его обмоток и внутреннее сопротивление усилителя.

Напряжение, поступающее от усилителя на вход электромагнитного преобразующего элемента, в статическом режиме работы описывается выражением:

$$u = (R_э + R_у)\,\Delta i,$$

где $R_э$ — сопротивление обмоток элемента;

$R_у$ — выходное сопротивление усилителя.

В переходном режиме работы нарастание тока в обмотках электромагнитного преобразующего элемента замедляется за счет индуктивности катушек. При этом

$$u = (R_э + R_у)\,\Delta i + L_э \frac{d\,(\Delta i)}{dt}, \qquad (XIV.45)$$

здесь $L_э$ — индуктивность обмоток элемента.

Если ввести обозначения

$$T_э = \frac{L_э}{R_э + R_у}; \quad k_э = \frac{1}{R_э + R_у},$$

то уравнение (XIV.45) можно записать в виде

$$(T_э s + 1)\,\Delta i = k_э u. \qquad (XIV.46)$$

Согласно уравнению (XIV.46) передаточная функция

$$W_2(s) = \frac{k_э}{T_э s + 1}. \qquad (XIV.47)$$

Следовательно, в данном случае динамические свойства электромагнитного преобразующего элемента описываются совокупностью двух уравнений (XIV.44) и (XIV.46), а передаточная функция элемента представляет собой произведение:

$$W(s) = W_1(s)\,W_2(s) = \frac{kk_э}{(T^2 s^2 + 2\xi T s + 1)\,(T_э s + 1)}.$$

Числовые значения параметров передаточных функций зависят от конструкции нейтральных электромагнитных преобразующих элементов и изменяются в довольно широких пределах.

Статика и динамика электромагнитных преобразующих элементов поляризованного типа. Статические свойства поляризованного электромагнитного преобразующего элемента наиболее полно описывает обобщенная характеристика, представляющая собой зависимость полезного вращающего момента M на якоре от угла поворота якоря при различных входных сигналах.

Момент на якоре, возникающий вследствие взаимодействия в рабочих зазорах всех магнитных потоков катушек возбуждения и

катушки управления с якорем, определим по формуле

$$M = Pr,$$

где P — усилие, направленное по нормали к якорю;

r — радиус приложения усилия P (радиус якоря).

Усилие P складывается из трех составляющих (см. [3]). Первая составляющая P_1 представляет собой воздействие на якорь магнитных потоков катушек возбуждения, не зависит от величины входного сигнала, возникает при любом отклонении якоря от нейтрального положения и равна

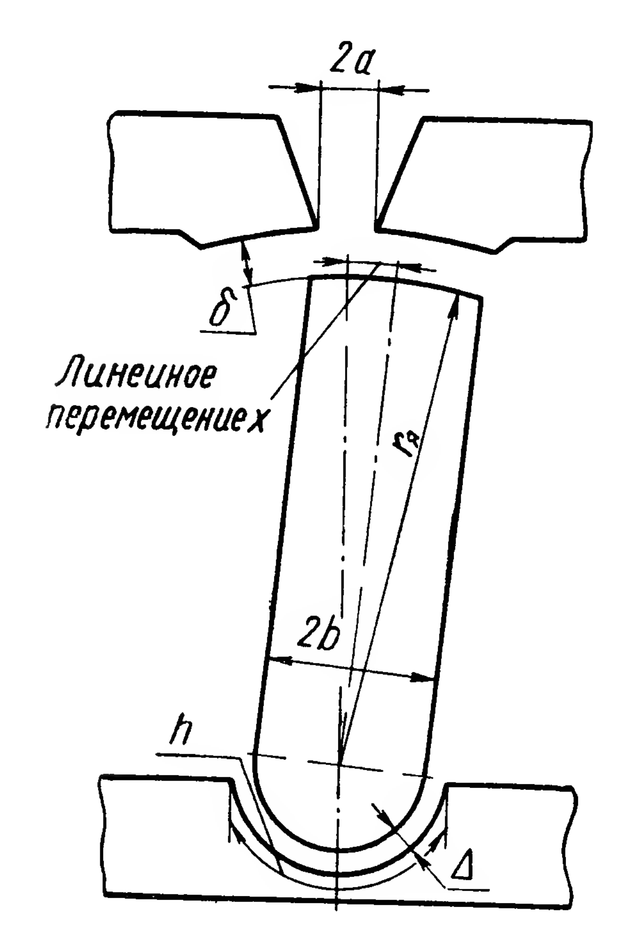


Рис. XIV.58. Основные конструктивные размеры поляризованного электромагнитного преобразующего элемента с катушками возбуждения

$$P_1 = -\frac{2\,(i_в w_в)^2\, d}{(l+2c)\,\delta}\, x, \qquad \text{(XIV.48)}$$

где $i_в$ — ток в катушке возбуждения;

$w_в$ — число витков в каждой катушке возбуждения;

x — линейное перемещение якоря;

d — толщина якоря;

δ — ширина рабочих зазоров, отсчитываемая по нормали;

l и c — параметры, связанные с конструктивными размерами якоря и магнитопровода (рис. XIV.58) соотношениями

$$l = h\,\frac{\delta}{\Delta}; \quad c = b - a.$$

Знак минус в выражении (XIV.48) показывает, что сила P_1, направлена противоположно перемещению якоря, т. е. она является своеобразной электромагнитной пружиной.

Вторая составляющая P_2 представляет собой тяговое усилие обычного нейтрального электромагнитного элемента, возникающее при изменении магнитного потока катушки управления. Зависимость силы P_2 от перемещения якоря определяется формой рабочего зазора. Для рассматриваемой конструкции элемента (см. XIV.58) эта сила равна нулю.

Третья составляющая P_3 представляет собой силу, возникающую вследствие изменения при перемещении якоря магнитной энергии, обусловленной введением в управляющую катушку частей магнитных потоков катушек возбуждения и описывается формулой

$$P_3 = \frac{i w i_в w_в l d}{(l+2c)\,\delta},$$

где i — входной сигнал (ток в катушке управления);

w — число витков в катушке управления.

При малых углах φ поворота якоря можно считать, что

$$x = r\varphi.$$

В этом случае усилие на якоре

$$P = P_1 + P_3 = Ai - B\varphi,$$

где

$$A = \frac{iwi_в w_в l d}{(l+2c)\,\delta}; \quad B = \frac{2\,(i_в w_в)^2\, dr}{(l+2c)\,\delta},$$

а полезный вращающий момент можно записать в виде

$$M = (Ai - B\varphi)\, r. \qquad \text{(XIV.49)}$$

Выражение (XIV.49) и представляет собой обобщенную статическую характеристику, типичный вид которой показан на рис. XIV.59.

Из обобщенной характеристики может быть получена и внешняя характеристика поляризованного электромагнитного преобразующего элемента в виде

$$\varphi = \frac{A}{B}\, i. \qquad \text{(XIV.50)}$$

При этом за своеобразную тяговую характеристику можно принять электромагнитное усилие

$$F_{эм} = Ai,$$

которое постоянно по углу поворота якоря.

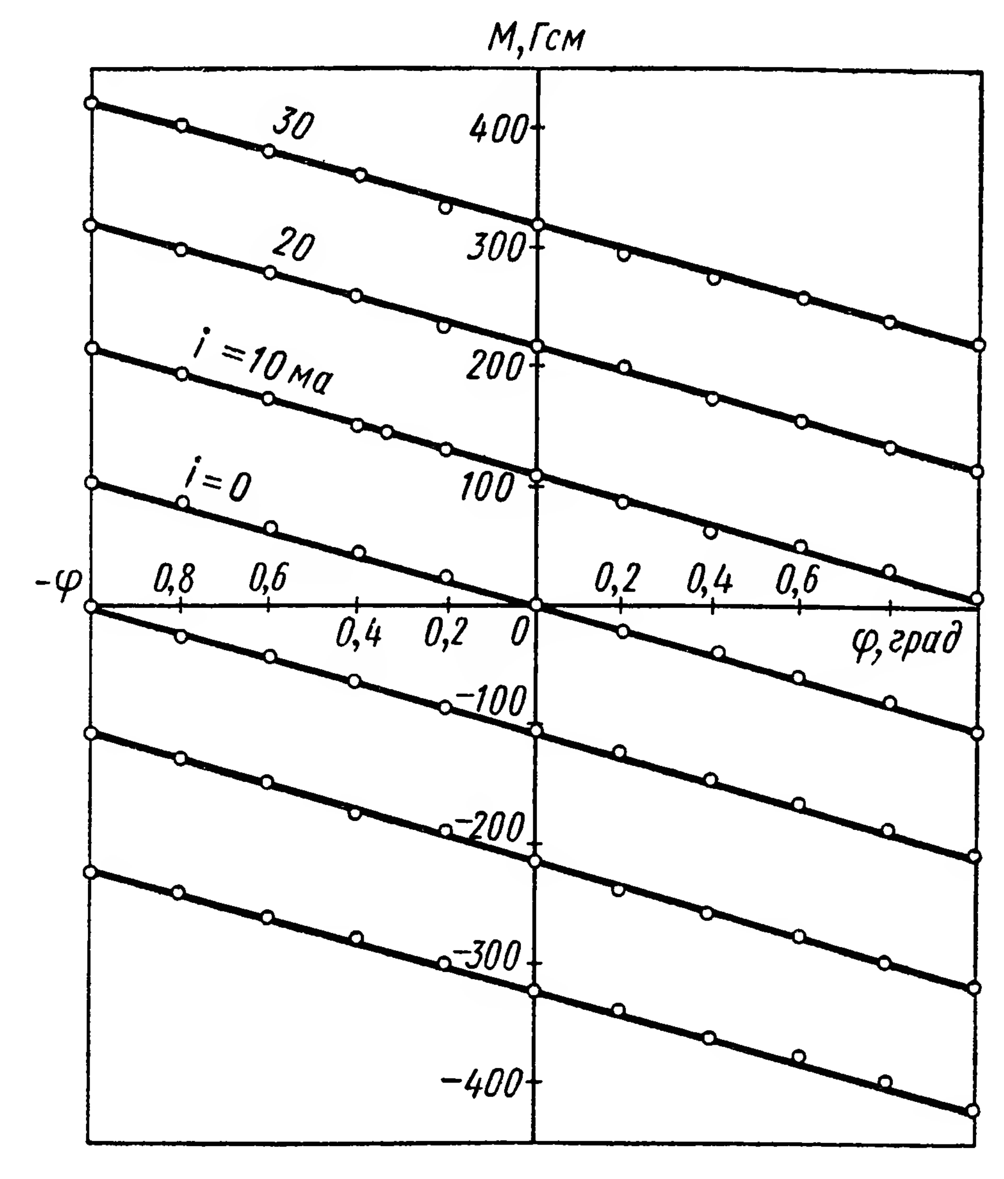


Рис. XIV.59. Обобщенная статическая характеристика поляризованного электромагнитного преобразующего элемента с катушками возбуждения

Обобщенная характеристика может быть определена аналитически или экспериментально и для поляризованных электромагнитных преобразующих элементов с постоянными магнитами. На рис. XIV.60 изображена такая характеристика, полученная экспериментально, для одной из модификаций подобных элементов.

Динамика поляризованного электромагнитного преобразующего элемента, рассматриваемая без учета существенных нелинейностей (в том числе и сухого трения), может быть описана дифференциальным уравнением

$$J\ddot{\varphi} = M - D\dot{\varphi}, \qquad \text{(XIV.51)}$$

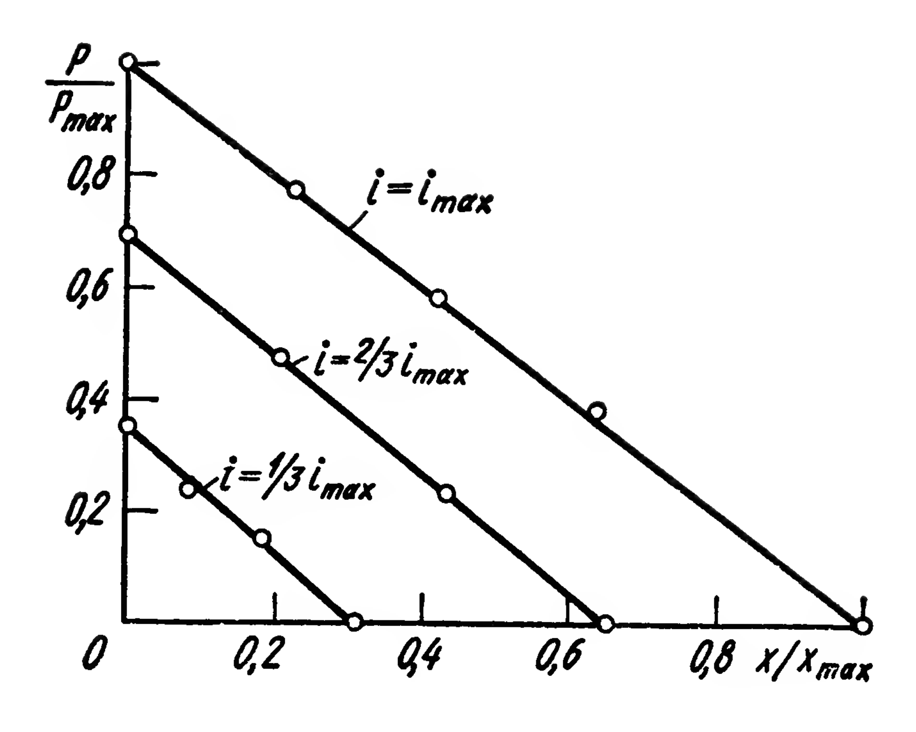


Рис. XIV.60. Обобщенная статическая характеристика поляризованного электромагнитного преобразующего элемента с постоянным магнитом

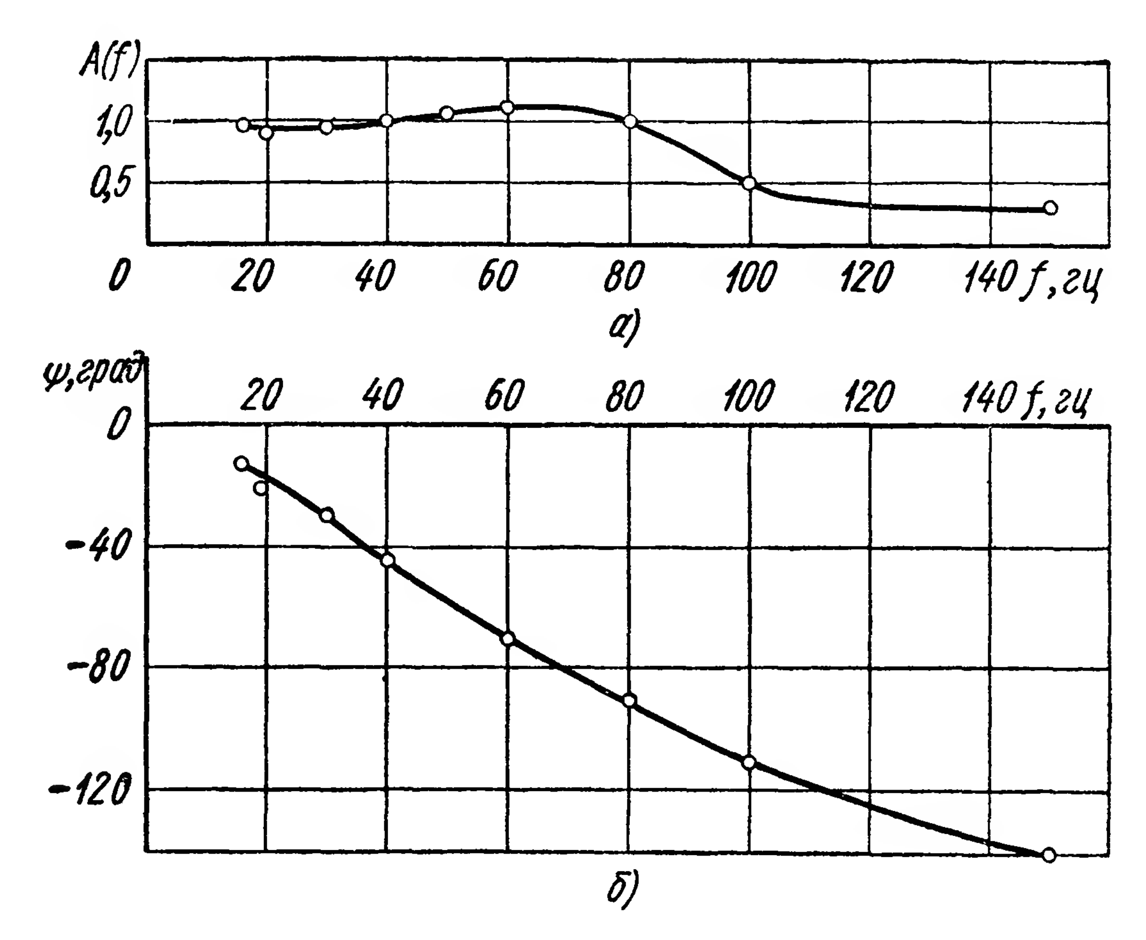


Рис. XIV.61. Частотные характеристики поляризованного электромагнитного преобразующего элемента с катушками возбуждения:

а — амплитудная; *б* — фазовая

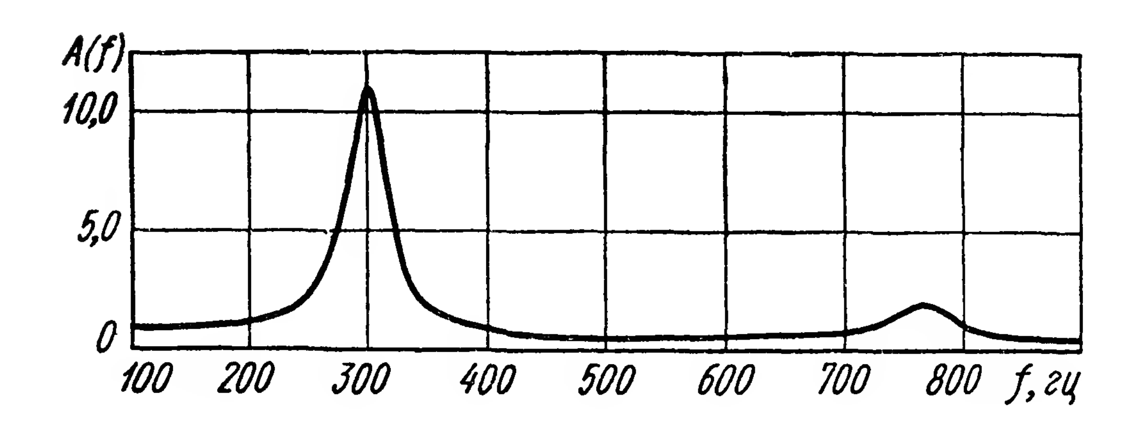


Рис. XIV.62. Амплитудно-частотная характеристика поляризованного электромагнитного преобразующего элемента с постоянным магнитом

где J — момент инерции якоря;

D — коэффициент вязкого трения, зависящий от среды, в которой перемещается якорь.

Подстановка выражения (XIV.50) в уравнение (XIV.51) дает:

$$J\ddot{\varphi} + D\dot{\varphi} + Br\varphi = Ari,$$

или в иной форме записи:

$$T_n^2\ddot{\varphi} + 2\xi_n T_n\dot{\varphi} + \varphi = k_n i, \qquad \text{(XIV.52)}$$

где

$$T_n = \sqrt{\frac{J}{Br}}; \quad \xi_n = \frac{D}{\sqrt{JBr}};$$

$$k_n = \frac{A}{B}.$$

Таким образом, передаточная функция элемента соответствует передаточной функции колебательного звена второго порядка:

$$W_n(S) = \frac{k_n}{T_n^2 s^2 + 2\xi_n T_n s + 1}. \qquad \text{(XIV.53)}$$

На рис. XIV.61 изображены амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики поляризованного электромагнитного преобразующего элемента, а на рис. XIV.62 амплитудно-частотная характеристика такого же элемента, но с постоянным магнитом. Все характеристики определены экспериментальным путем.

В случае работы поляризованного электромагнитного преобразующего элемента совместно с усилителем, имеющим низкоомное выходное сопротивление, приходится учитывать индуктивность катушки управления элемента и внутреннее сопротивление источника входных сигналов. При этом динамика элемента описывается уже двумя уравнениями: уравнением (XIV.52) и уравнением, аналогичным уравнению (XIV.46), в котором вместо Δi входит входной сигнал i. Соответственно последним уравнениям передаточная функция элемента, рассматриваемого без внешней нагрузки, представляет собой произведение передаточных функций (XIV.53) и (XIV.47).

ЛИТЕРАТУРА

1. **Анисимов В. И. Голубев А. П.** Транзисторные модуляторы. М. — Л., изд-во „Энергия", 1964, 224 с.

2. **Гукайло Я. Е., Марков Б. С.** Инженерный метод расчета двух типов демодуляторов. «Автоматика и телемеханика», 1952, № 6.

3. **Декабрун И. Е., Козлов Н. П., Крассов И. М.** Динамика электромагнитного управляющего элемента. — «Автоматика и телемеханика», 1960, № 4.

4. **Козлов Н. П., Крассов И. П.** Электромагнитные пропорциональные управляющие элементы, М — Л., изд-во «Энергия», 1966.

5. **Козлов Н. П., Крассов И. М., Левин Л. П.** Основные требования, предъявляемые к электромагнитным пропорциональным управляющим элементам. «Приборы и системы управления», 1967, № 4.

6. **Конев Ю. И.** Полупроводниковые устройства в автоматике. М., изд-во «Советское радио», 1961, с. 203—241.

7. **Крассов И. М.** Гидравлические элементы в системах управления. М., изд-во «Машиностроение», 1967, 255 с.

8. **Крассов И. М., Никольский В. Н.** Электромагнитные управляющие элементы. «Автоматика и телемеханика», 1961, № 11.

9. **Решетников Е. М.** Теория и расчет фазочувствительных усилителей-выпрямителей. М., Оборонгиз, 1956, 92 с.

10. **Сотсков Б. С.** Основы расчета и проектирования электромеханических элементов автоматических и телемеханических устройств. М. — Л., изд-во «Энергия», 1965, 576 с.

11. **Степаненко И. П.** Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М. — Л., Госэнергоиздат, 1963, с. 233—257.

12. **Техническая** кибернетика. Теория автоматического регулирования. Кн. 1. Под ред. В. В. Солодовникова. М., изд-во «Машиностроение», 1967, с. 54, с. 76.

13. **Типугин В. Н., Вейцель В. А.** Радиоуправление. М., изд-во «Советское радио», 1962. с. 54—62; 268—276.

14. **Фролкин В. Т.** Импульсные устройства. М., изд-во «Машиностроение», 1966, с. 7—22; 180—184; 194—200; 398—404.

15. **Харыбин А. Е.** Электронные и полупроводниковые модуляторы и демодуляторы. В кн. Основы автоматического регулирования под ред. В. В. Солодовникова, М., Машгиз, 1959, Т. II, ч. I, с. 216—258.

16. **Электронные** и полупроводниковые устройства систем автоматического управления. Под ред. Е. М. Решетникова. М., изд-во «Машиностроение», 1966, с. 192—341.

ГЛАВА XV

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ УСИЛИЙ И ДАВЛЕНИЙ

В настоящей главе рассматриваются струнные преобразователи и упругие чувствительные элементы преобразователей давления, широко применяемые на практике.

Из других типов преобразователей давления следует отметить пьезо-, магнитострикционные, ионизационные преобразователи, подробно рассматриваемые в гл. V настоящей книги. Для преобразования усилий применяются различные типы пружинных преобразователей [1].

1. СТРУННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Струнные преобразователи находят широкое применение при преобразовании усилий, давлений, деформаций, а также ускорений, расхода, температуры и других величин, сводимых к измерению силы. Длительность переходного процесса установления частоты колебаний струны при ее натяжении не превышает половины периода, поэтому струнные преобразователи отличаются высоким быстродействием и позволяют выполнять преобразования при значительных скоростях изменения входной координаты.

Струнные преобразователи имеют высокую точность (0,05—0,3%), что обеспечивается отсутствием подвижных частей, малыми деформациями чувствительного элемента и возможностью измерения частоты с высокой точностью. Кроме того, они отличаются простотой конструкции, надежностью и стабильностью показаний.

В основу построения струнных преобразователей положена зависимость частоты собственных колебаний струны от силы натяжения ее. Эта зависимость имеет вид

$$f = \frac{n}{2l}\sqrt{\frac{N}{m}} = \frac{n}{2l}\sqrt{\frac{\sigma}{\rho}}, \qquad \text{(XV.1)}$$

где f — частота собственных колебаний струны;
n — номер гармоники;
l — длина струны;
N — сила натяжения;
m — масса единицы длины струны;
σ — напряжение в струне;
ρ — плотность материала струны.

Для реализации этой зависимости чувствительный элемент преобразует входную координату в эквивалентное изменение натяжения струны, что вызывает приращение частоты колебаний. Таким образом, изменение частоты колебаний струны характеризует значение преобразуемой координаты.

В качестве примера на рис. XV.1 приведена схема струнного преобразователя давления. Струна *1* закреплена в зажимах *2*, один из которых укреплен в жестком центре мембраны *3*. Измеряемое давление p с помощью мембраны *3* вызывает изменение натяжения струны *1*. Возбуждение колебаний струны осуществляется системой возбуждения *4*.

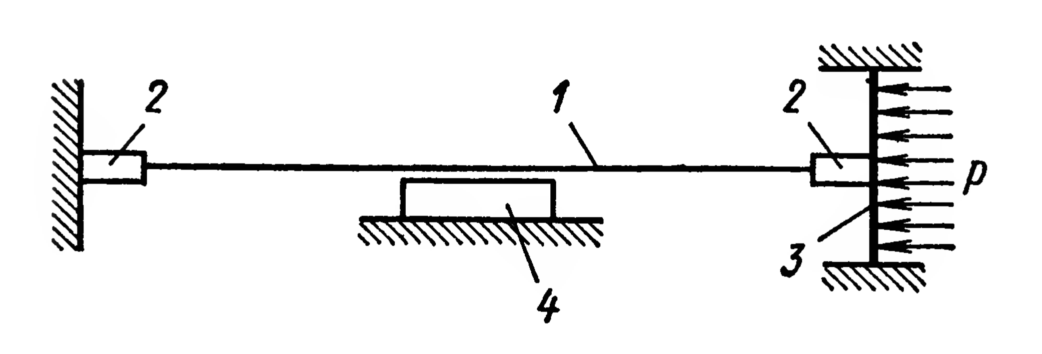


Рис. XV.1. Схема струнного преобразователя давления

Крепление струны осуществляется несколькими способами. Наибольшее распространение получило крепление между плоскостями, которые свариваются точечной сваркой или стягиваются винтами [1], [12]. Для струн диаметром более 0,1 *мм* иногда используют цанговые зажимы. Однако этот способ менее технологичен, вследствие чего он не нашел широкого распространения.

Используемые для струн материалы и их характеристики приведены в табл. XV.1.

Таблица XV.1

Материалы и характеристики струн

Материал струны	Марка	Удельный вес в *г/см*³	Предел прочности в *кг/мм*²	Модуль упругости в *кг/мм*²	Удельное сопротивление в *Ом/мм*²	Температурный коэффициент удлинения в 1/*град*
Сталь углеродистая	—	7,8	200—300	$2{,}1 \cdot 10^4$	0,5—0,8	$12 \cdot 10^6$
Вольфрам . . .	—	19,3	320—400	$3{,}9 \cdot 10^4$	0,055	$4 \cdot 10^6$
Бронза бериллиевая	Бр. Б2	8,8	100—120	$1{,}2 \cdot 10^4$	0,068	$15{,}4 \cdot 10^6$
Бронза оловянно-цинковая . .	Бр. ОЦ 4-3	8,5	115	$1{,}15 \cdot 10^4$	0,09	$15{,}5 \cdot 10^6$
Платиносеребряный сплав	ПлСр20	—	200	$1{,}75 \cdot 10^4$	0,3	$14{,}5 \cdot 10^6$
Сплав на основе кобальта . .	К40НХМВ	8,25	300	$2{,}1 \cdot 10^4$	1,0	$15 \cdot 10^6$

Как видно из таблицы, струна может изготавливаться из магнитного или немагнитного материала. В соответствии с этим различают

струнные преобразователи с электромагнитным возбуждением и магнитоэлектрическим. В первом случае возбуждение колебаний осуществляется обычным электромагнитом, расположенным вблизи струны. Во втором случае струна располагается в поле постоянного магнита, а возбуждение колебаний осуществляется пропусканием через нее тока. Независимо от способа возбуждения различают затухающий режим колебаний струны при импульсном возбуждении и режим автоколебаний. Наибольшее распространение получил режим автоколебаний. Однако в ряде случаев, обусловленных спецификой эксплуатации, применяется режим по запросу.

По исполнению струнные преобразователи могут быть однострунными или дифференциальными. В дифференциальных используется разность частот колебаний струны, что позволяет получить более высокую точность, большую линейность характеристики и т. д.

По режиму работы струнные преобразователи можно подразделить на тензометрические и силоизмерительные. В тензометрических преобразователях приведенная жесткость упругой системы соизмерима или больше жесткости струны. В силоизмерительных преобразователях жесткость струны мала по сравнению с жесткостью упругой системы. Первый тип преобразователей обеспечивает более высокую точность, поэтому, по возможности, необходимо стремиться к уменьшению приведенной жесткости упругой системы.

Выражение XV.1 показывает, что частота колебаний определяется характеристиками материала струны, ее размерами и номером гармоники. Этими же характеристиками определяется и чувствительность датчика S, выражение для которой имеет вид:

$$S = S_0 \frac{n}{4l\sqrt{\sigma\rho}},$$

где S_0 — чувствительность элемента, преобразующего измеряемую величину в эквивалентное натяжение струны.

Эта зависимость позволяет выбрать параметры преобразователя. Так, чувствительность преобразователя возрастает при использовании кратных гармоник. Но вместе с этим увеличиваются его габариты, более жесткими становятся требования по величине амплитуды колебаний струны и т. д. Поэтому, как правило, используется первая гармоника.

Возрастает чувствительность и с уменьшением рабочей длины струны. Однако при использовании коротких струн сказывается влияние их изгибной жесткости, способ закрепления концов и др. Поэтому обычно отношение длины струны к ее диаметру выбирается не меньше 200—300.

Можно показать, что для обеспечения максимальной чувствительности необходимо использовать те материалы, которые имеют наибольшее отношение максимально допустимого напряжения струны к ее плотности [9].

Максимальное напряжение определяется пределом пропорциональности, а минимальное — устойчивостью колебаний струны и составляет 15—20 *кг/см²*.

Важным параметром струнных датчиков является амплитуда колебаний струны. Выражение (XV.1) получено в предположении постоянства силы натяжения N в процессе колебаний. Если учесть, что при отклонении струны от положения равновесия сила натяжения изменяется вследствие увеличения длины на величину

$$\Delta l = \int_0^l \sqrt{1+\left(\frac{\partial y}{\partial x}\right)^2} dx - l \approx \frac{1}{2}\int_0^l \left(\frac{\partial y}{\partial x}\right)^2 dx,$$

то дифференциальное уравнение колебаний струны принимает вид:

$$m\frac{\partial^2 y}{\partial t^2} - \left[N + \frac{EF}{2l}\int_0^l \left(\frac{\partial y}{\partial x}\right)^2 dx\right]\frac{\partial^2 y}{\partial x^2} + 2mH\frac{\partial y}{\partial t} = 0,$$

где E — модуль упругости;
F — площадь поперечного сечения струны;
y — функция прогиба;
H — коэффициент, учитывающий рассеивание энергии при колебаниях.

Решая это уравнение асимптотическими методами, найдем зависимость частоты струны $f(a)$ от амплитуды a:

$$f(a) = f\left(1 + \frac{3}{32}a^2\frac{n^2\pi^2}{l^2}\cdot\frac{E}{\sigma}\right).$$

Отсюда относительная погрешность по частоте δ, вызванная влиянием амплитуды a, составляет

$$\delta = \frac{3}{32}a^2\frac{n^2\pi^2}{l^2}\cdot\frac{E}{\sigma}. \qquad \text{(XV.2)}$$

График, построенный по этой зависимости для стальной струны, показан на рис. XV.2, из которого видно, что величина погрешности может быть значительной особенно при малых натяжениях струны. Поэтому величина амплитуды должна определяться в соответствии с требованиями точности.

Зависимость частоты колебаний струны от силы натяжения имеет нелинейный характер. Это приводит к погрешностям нелинейности. Для определения этих погрешностей представим зависимость (XV.1) в виде ряда

$$f = f_0\left[1 + \frac{1}{2}\frac{\Delta\sigma}{\sigma_0} - \frac{1}{8}\left(\frac{\Delta\sigma}{\sigma_0}\right)^2 + \frac{1}{16}\left(\frac{\Delta\sigma}{\sigma_0}\right)^3 - \ldots\right],$$

где f_0 — частота, соответствующая начальному напряжению σ_0.

Если диапазон изменения напряжения невелик, то можно ограничиться первыми двумя членами разложения и считать характеристику преобразователя линейной. В противном случае имеет

место погрешность нелинейности. Величина ее определяется нелинейными членами разложения:

$$\delta \approx \frac{1}{8}\left(\frac{\Delta\sigma}{\sigma_0}\right)^2,$$

если ограничиться тремя первыми членами разложения.

Погрешность нелинейности может быть значительной. Поэтому разработан ряд способов линеаризации характеристики струнных преобразователей.

Помимо ограничения диапазона изменения $\Delta\sigma$ линеаризация может быть осуществлена путем дополнительного линейного преобразования измеряемой величины, использования компенсирующих устройств, применения дифференциальных схем, а также путем функционального преобразования выходного сигнала [1], [10], [11], [12].

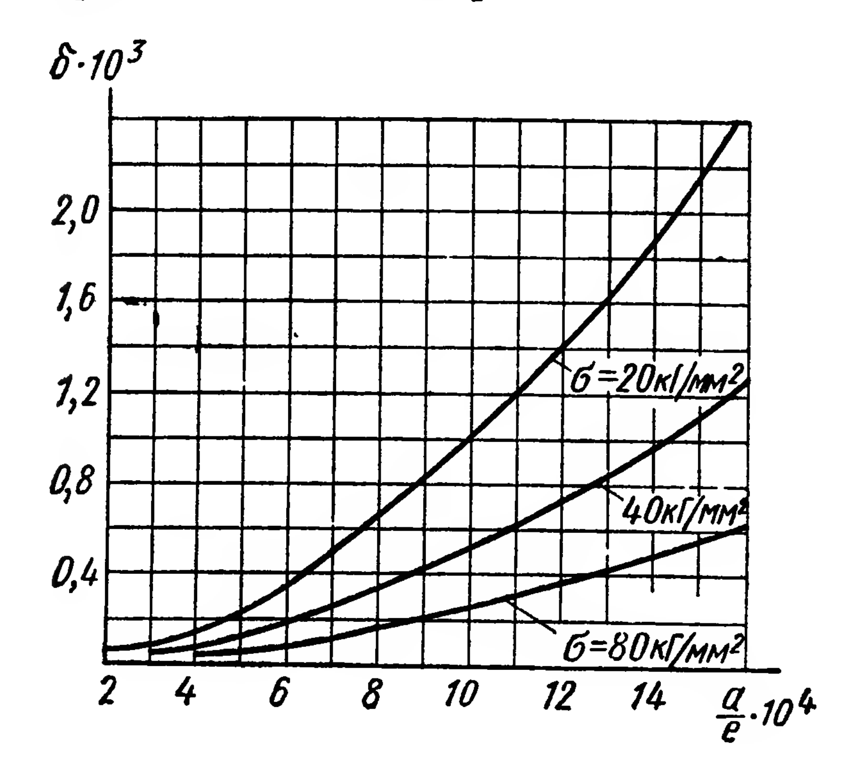


Рис. XV.2. Зависимость погрешности по частоте от величины амплитуды

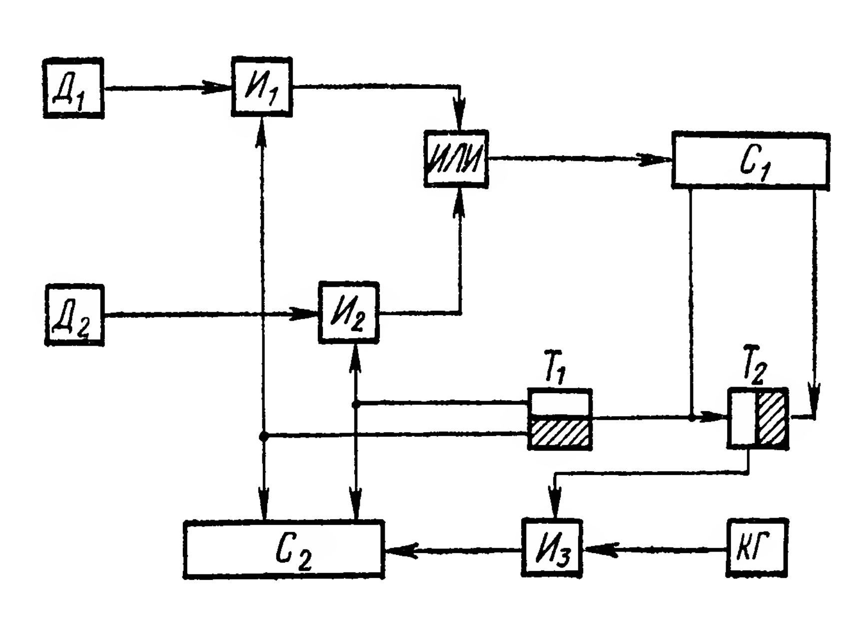


Рис. XV.3. Блок-схема компенсационного устройства

На рис. XV.3 приведена блок-схема компенсационного устройства для линеаризации характеристики струнных датчиков. Сигналы преобразователей (датчиков) $Д_1$ и $Д_2$, один из которых является эталонным, через ключи $И_1$, $И_2$ и схему *ИЛИ* подаются на счетчик-делитель C_1, который задает время счета. Подключение преобразователей осуществляется триггером T_1. Триггер T_2 управляет ключом $И_3$, который пропускает частоту кварцевого генератора *КГ* на реверсивный счетчик C_2 на время счета. Переключение счетчика C_2 на сложение или вычитание осуществляется триггером T_1.

В течение первого такта счетчик C_2 определяет период колебаний рабочего преобразователя. За время второго такта производится вычитание периода колебаний эталонного преобразователя. По величине и знаку сигнал, соответствующий разнице в периодах колебаний, управляет электродвигателем, который с помощью ходового винта изменяет нагрузку, приложенную к эталонному преобразователю. Число оборотов ходового винта пропорционально изменению нагрузки, и следовательно, измеряемой величине.

Недостатками приведенной схемы линеаризации являются ограниченная точность и быстродействие, а также громоздкость.

Для линеаризации характеристик часто используют дифференциальные преобразователи, содержащие две струны. При изменении измеряемой величины натяжение одной струны увеличивается, а другой уменьшается, т. е.

$$f_1 = f_0\left[1 + \frac{1}{2}\frac{\Delta\sigma}{\sigma_0} - \frac{1}{8}\left(\frac{\Delta\sigma}{\sigma_0}\right)^2 + \frac{1}{16}\left(\frac{\Delta\sigma}{\sigma_0}\right)^3 - \ldots\right];$$

$$f_2 = f_0\left[1 - \frac{1}{2}\frac{\Delta\sigma}{\sigma_0} - \frac{1}{8}\left(\frac{\Delta\sigma}{\sigma_0}\right)^2 - \frac{1}{16}\left(\frac{\Delta\sigma}{\sigma_0}\right)^3 - \ldots\right].$$

Выходным сигналом преобразователя является разность частот $f_1 - f_2^*$. Поэтому относительная погрешность по частоте от нелинейности в этом случае составляет величину

$$\delta = \frac{1}{8}\left(\frac{\Delta\sigma}{\sigma_0}\right)^3,$$

т. е. значительно меньше, чем для однострунных преобразователей. Кроме того, дифференциальные преобразователи имеют значительно лучшую чувствительность.

При использовании коротких струн возникают погрешности, обусловленные влиянием изгибной жесткости. Для определения частоты колебаний с учетом изгибной жесткости получен ряд зависимостей [9], [13]. В частности, для струн малой жесткости справедлива следующая зависимость:

$$f = \frac{n}{2l}\sqrt{\frac{\sigma}{\rho}}\left(1 + \frac{2r}{l}\sqrt{\frac{E}{\sigma}}\right),$$

где r — радиус инерции.

Относительная погрешность по частоте, вызванная влиянием изгибной жесткости, из этого выражения определится следующим образом:

$$\delta = \frac{2r}{l}\sqrt{\frac{E}{\sigma}}.$$

Существенное влияние на точность струнных преобразователей оказывают температурные воздействия, вызывающие изменение длины струны и основания. В результате возникает погрешность по частоте, определяемая зависимостью:

$$\delta = \frac{(\alpha_{oc} - \alpha_c)\, l\Delta t}{2\Delta l_0},$$

где α_{oc} и α_c — температурные коэффициенты удлинения основания и струны;

Δt — изменение температуры струны;

Δl_0 — максимальное рабочее удлинение струны.

---

[1] Начальные частоты колебаний струн F_0 могут отличаться друг от друга.

С целью уменьшения температурных погрешностей струнные преобразователи термостатируются. Применяется также компенсация температурного удлинения струны путем использования сборного основания преобразователей или крепления струны в биметаллической стойке. В первом случае длины деталей, составляющих основание, l_1 и l_2 выбираются такими, чтобы их общее удлинение при изменении температуры было равно удлинению струны. При использовании биметаллической стойки для компенсации температурного удлинения струны размеры ее (высота l_{cm} и толщина h_{cm}) определяются выражением

$$h_{cm}=\frac{0{,}75Ml_{cm}}{(\alpha_{oc}-\alpha_c)\,l_0},$$

где M — коэффициент чувствительности биметаллической стойки.

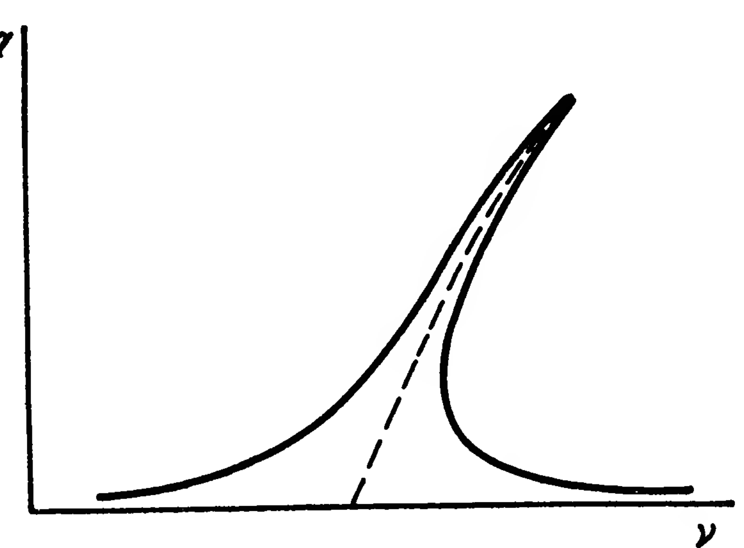


Рис. XV.4. Зависимость амплитуды колебаний струны от частоты внешней силы

Значительные погрешности струнных преобразователей могут возникать при эксплуатации их в условиях вибрации. При равенстве частот колебаний струны и вибраций возникает явление резонанса, характеризующееся резким увеличением амплитуды колебаний струны, что приводит к возникновению погрешностей. Величина установившейся амплитуды колебаний струны при действии вибрации, направленной перпендикулярно к ее оси, определяется соотношением:

$$\nu=\sqrt{4\pi^2 f^2\left(1+\frac{3}{32}a^2\frac{n^2\pi^2}{l^2}\cdot\frac{E}{\sigma}\right)^2\pm\sqrt{\left(\frac{4n_g g}{\pi na}\right)^2-(2H\nu)^2}},$$

где g — ускорение силы тяжести;

ν — частота вибраций;

n_g — величина перегрузки.

Характер зависимости, соответствующий этому выражению, показан на рис. XV.4.

Определив максимальное значение амплитуды и подставив его в выражение (XV.2), найдем выражение для относительной погрешности по частоте от действия вибрации

$$\delta=\frac{3}{32}\cdot\frac{En_g^2g^2}{H^2f^2\sigma l^2}.$$

Уменьшение влияния вибрации может быть достигнуто повышением частоты колебаний, возбуждением колебаний струны на высших гармониках, выбором девиации, частоты, а также применением виброизоляции.

Существенное влияние на точность струнных преобразователей оказывает нестабильность собственной частоты колебаний струны.

Эти погрешности обусловлены влиянием упругого последействия, ползучестью, гистерезисом материала струны, напряжениями, возникающими при изготовлении преобразователей и др. Аналитическое определение величины нестабильности собственной частоты колебаний струны весьма затруднительно. Поэтому эти погрешности определяются экспериментально. В целях уменьшения их применяется термостабилизация струн, а также технологические меры, направленные на уменьшение напряжений в деталях преобразователя.

В практике измерений наибольшее распространение получил автоколебательный режим струны (струнный генератор). Принципиальная схема струнного генератора приведена на рис. XV.5.

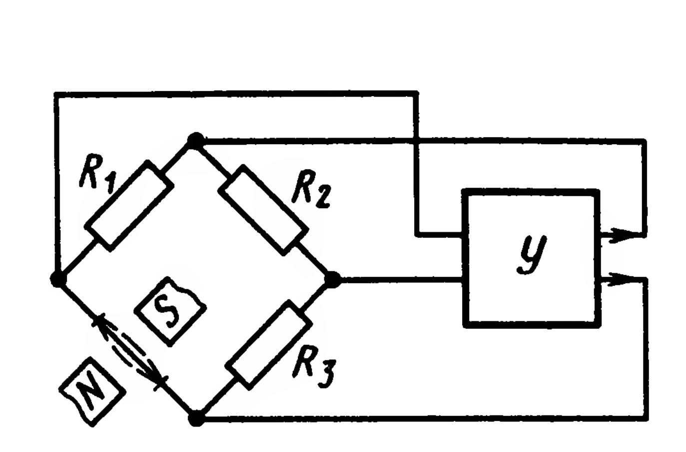


Рис. XV.5. Схема струнного генератора:

N и S — полюсы постоянного магнита; $У$ — усилитель

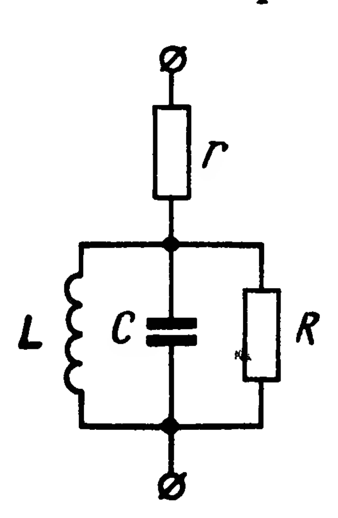


Рис. XV.6. Эквивалентная электрическая схема струны

Струна включена в одно из плеч моста, в котором $R_1 = R_3$, сопротивление струны $r = R_2$. Обычно в качестве сопротивления R_2 используется струна, идентичная колеблющейся. Мост сбалансирован на частотах, далеких от резонансной.

При расчетах струнных генераторов колеблющаяся струна заменяется эквивалентным LCR контуром (рис. XV.6), параметры которого определяются соотношениями [14]:

$$\alpha = \frac{B_m^2 l^3}{2\pi N}; \quad C = \frac{2\rho}{B_m^2 l}; \quad R = \frac{B_m^2 l}{4Hm},$$

где B_m — максимальное значение индукции в зазоре постоянного магнита.

Точность струнных генераторов, помимо рассмотренных выше факторов, определяется стабильностью автоколебательного режима. Нарушение стабильности заключается в возможности установления автоколебаний струны на одной из двух частот при постоянной силе натяжения ее. Это приводит к нарушению однозначности показаний преобразователя, что объясняется возникновением пространственных колебаний струны [20].

Устранение нестабильности показаний струнных преобразователей, т. е. обспечение плоских колебаний струны, возможно при соответствующем выборе амплитуды колебаний a или путем исполь-

зования струн прямоугольного сечения. В первом случае величина амплитуды должна удовлетворять условию:

$$a^2 < \frac{32h\omega\rho l^2}{\pi^4 n^4 E N},$$

во втором случае необходимо, чтобы

$$\frac{\omega_0 (b-h)}{\sqrt{3}\, l} \sqrt{\frac{E}{\sigma}} > \Delta_1' = \frac{k h \omega_0^2}{16\mu},$$

где $b \times h$ — сечение струны;

$$\mu = \frac{\pi^4 n^4 E}{32\omega\rho l^2};$$

ω — частота колебаний струны с учетом влияния амплитуды;

ω_0 — циклическая частота колебаний;

k — коэффициент, определяемый параметрами усилителя.

При рассмотрении струнного генератора предполагалось, что в измерительной системе (чувствительный элемент — струна) от-

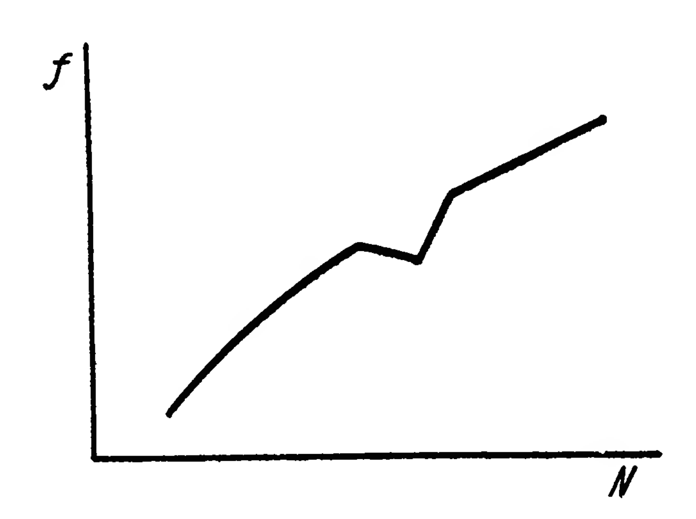


Рис. XV.7. Характеристики струнного преобразователя при наличии резонанса в измерительной системе

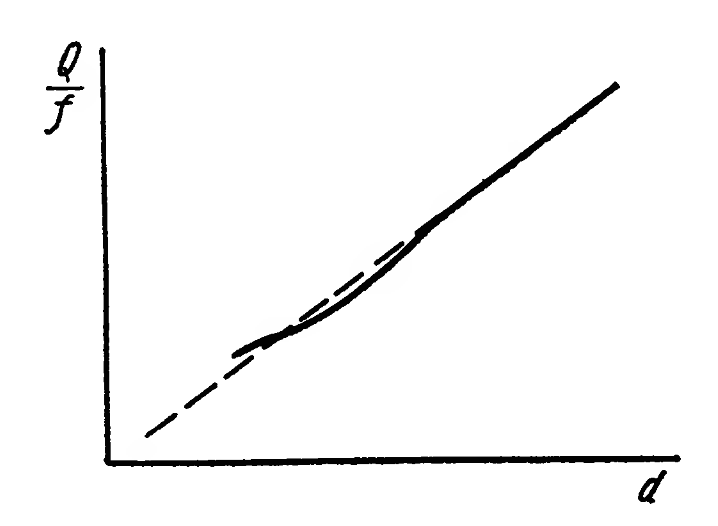


Рис. XV.8. Зависимость добротности от диаметра струны

сутствуют резонансные явления. Если это условие не выполняется, то наблюдается нестабильность работы генератора, проявляющаяся в срыве автоколебаний или резком изломе характеристики преобразователя в некотором диапазоне частот (рис. XV.7), вызванном уменьшением амплитуды колебаний струны. Поэтому для обеспечения стабильности должно выполняться требование отсутствия резонанса в измерительной системе во всем диапазоне частот генератора.

Амплитуда колебаний струны является одним из важных параметров струнного преобразователя, от ее величины зависит точность и стабильность показаний прибора. Однако определение этого параметра связано с определением величины H, характеризующей потери энергии при колебаниях. Потери энергии определяются рассеиванием энергии в материале струны, трением струны о воз-

дух, потерями энергии на образование звуковых волн и т. д. Приближенно добротность может быть определена по формуле $Q = 0{,}98\ \rho f d$.

Определение рассеяния энергии при колебаниях струны расчетным путем затруднительно, поэтому эти потери определяются экспериментально. Результаты экспериментальных исследований показывают (рис. XV.8), что добротность струнных датчиков Q, связанная с величиной H соотношением $Q = \frac{\pi}{H}$, линейно зависит от диаметра и частоты колебаний струны.

2. УПРУГИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДАВЛЕНИЯ

Манометрические упругие элементы — трубчатые пружины, сильфоны, мембраны — выполняются в виде тонкостенных оболочек, деформирующихся под действием давления. Они несут функции упругих преобразователей давления во многих манометрических приборах.

Если манометрический упругий элемент преобразует давление в перемещение, то одним из основных его показателей является упругая характеристика — зависимость между перемещением (ходом) упругого элемента и давлением.

В некоторых приборах, например, в тех, где используется принцип силовой компенсации, давление p преобразуется манометрическим упругим элементом в усилие Q, при этом ход упругого элемента практически равен нулю. В подобном случае важным параметром манометрического элемента является его эффективная площадь $F_{эф}$, т. е. та часть площади упругого элемента, произведение которой на давление дает величину усилия Q.

Одним из основных критериев качества измерительного упругого элемента является точность, с которой производится преобразование измеряемого параметра. Погрешности упругого элемента связаны главным образом с несовершенством упругих свойств материала, которое является причиной гистерезиса, упругого последействия, ползучести манометрического элемента.

В условиях переменной температуры изменение модуля упругости материала и линейных размеров манометрического элемента приводят к его температурной погрешности.

Сведения о материалах для упругих элементов даны работе [16].

Манометрические трубчатые пружины. Манометрическая трубчатая пружина представляет собой тонкостенную кривую трубку вытянутого поперечного сечения (рис. XV.9, *а*). При подаче давления во внутреннюю полость трубки ее поперечное сечение деформируется, принимая форму, показанную штриховой линией на рис. XV.9, *б*. При этом продольное волокно *а* — *а* трубки переходит на дугу большого радиуса, а волокно *b* — *b* на дугу меньшего радиуса. Поскольку волокна стремятся сохранить свою первоначальную длину, поперечные сечения трубки будут поворачиваться

против часовой стрелки (рис. XV.9, *в*), пружина разгибается, а ее конец получит некоторое перемещение λ.

Чаще всего трубчатые пружины выполняются в виде одновитковых — пружин Бурдона. При требованиях больших перемещений используются многовитковые пружины: винтовые, спиральные и S-образные (рис. XV.10).

Пружина Бурдона является наиболее распространенным типом манометрических упругих элементов. Ее применяют в показывающих, регистрирующих и регулирующих манометрах, в термометрах, вакуумметрах, уровнемерах, расходомерах и в других манометрических приборах.

На рис. XV.11 изображены формы поперечных сечений трубчатых пружин. Самыми распространенными формами являются плоскоовальная, эллиптическая и *D*-образная (рис. XV.11, *а* — *в*).

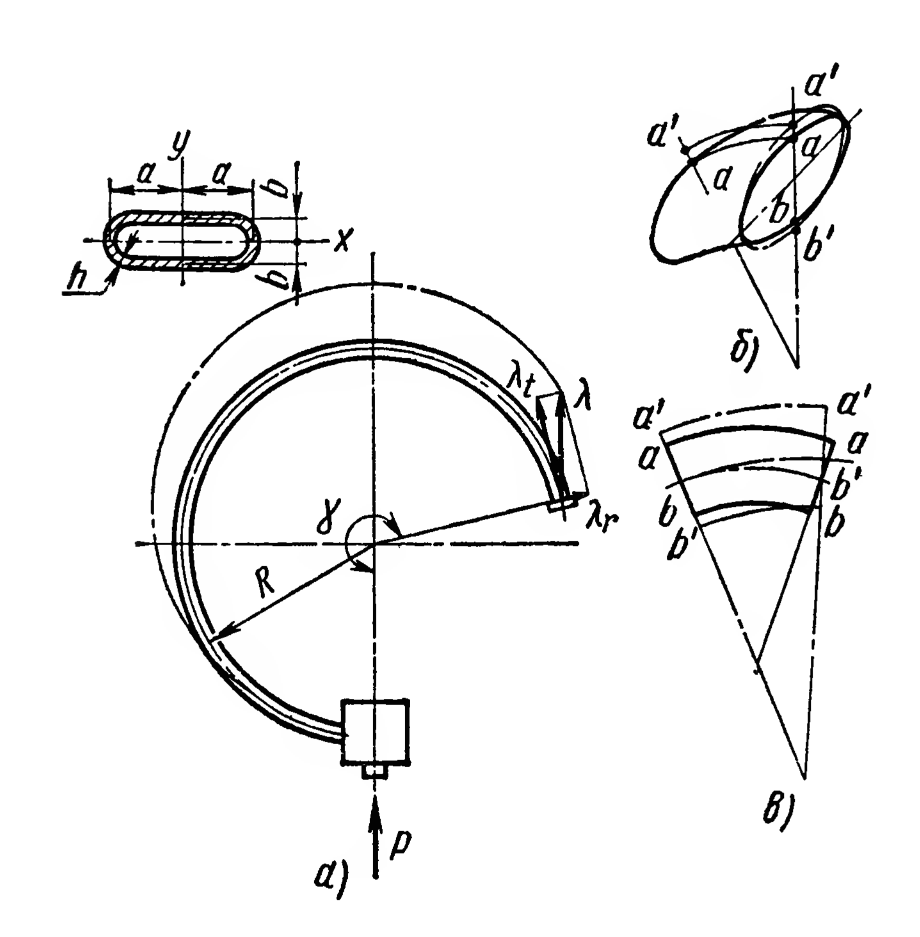


Рис. XV.9. Пружина Бурдона:

а — схема; *б* — деформация сечения трубки; *в* — деформация элемента трубки

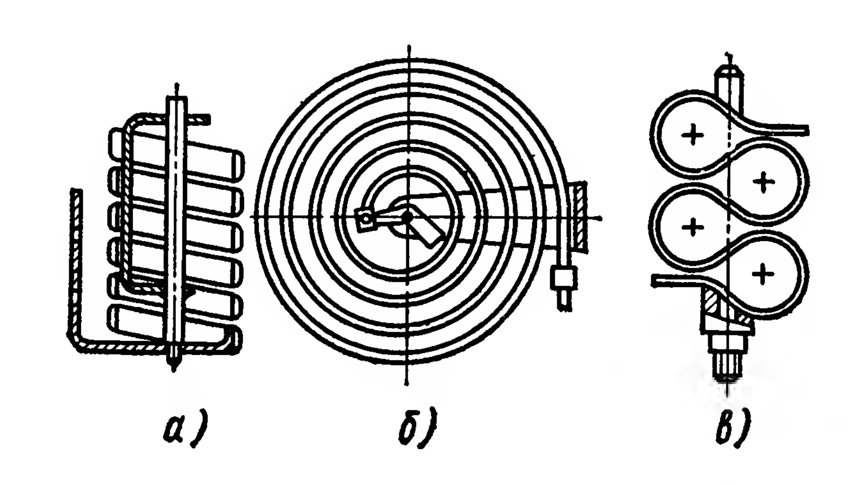


Рис. XV.10. Разновидности манометрических трубчатых пружин:

а — винтовая; *б* — спиральная; *в* — *S*-образная

Пружина эллиптического сечения обладает большей чувствительностью. Трубки с формой сечения, показанной на рис. XV.11, *г*, имеют минимальный начальный объем и используются в манометрических термометрах. Форма сечения, изображенная на рис. XV.11, *д*, обеспечивает пружине повышенную прочность.

Для измерения высоких давлений (порядка тысяч и десятков тысяч *кгс/см*²) применяется специальная конструкция трубчатых пружин, перемещения которых под действием давления происходят не вследствие деформации поперечного сечения, как в пружине Бурдона, а в результате появления изгибающего момента, обусловленного эксцентрисистетом внутреннего отверстия относительно наружного контура поперечного сечения (рис. XV, 11, *е*).

В приборах высокого давления (порядка сотен *кгс/см*²) применяются витые трубчатые пружины, представляющие собой закрученную трубку (рис. XV.12). Принцип работы витой пружины, как и пружины Бурдона, основан на деформации поперечного сечения под действием давления.

В основу расчета тонкостенных одновитковых пружин положен приближенный энергетический метод [18]. При этом предполагается, что толщина стенки пружины мала по сравнению с малой полуосью сечения ($h \ll b$), полуось мала по сравнению с радиусом кривизны центральной оси ($b \ll R$), а сечение пружины симметрично относительно осей x и y (см. рис. XV.9, *б*). Форма искривления контура поперечного сечения принимается такой же, как для прямой трубки.

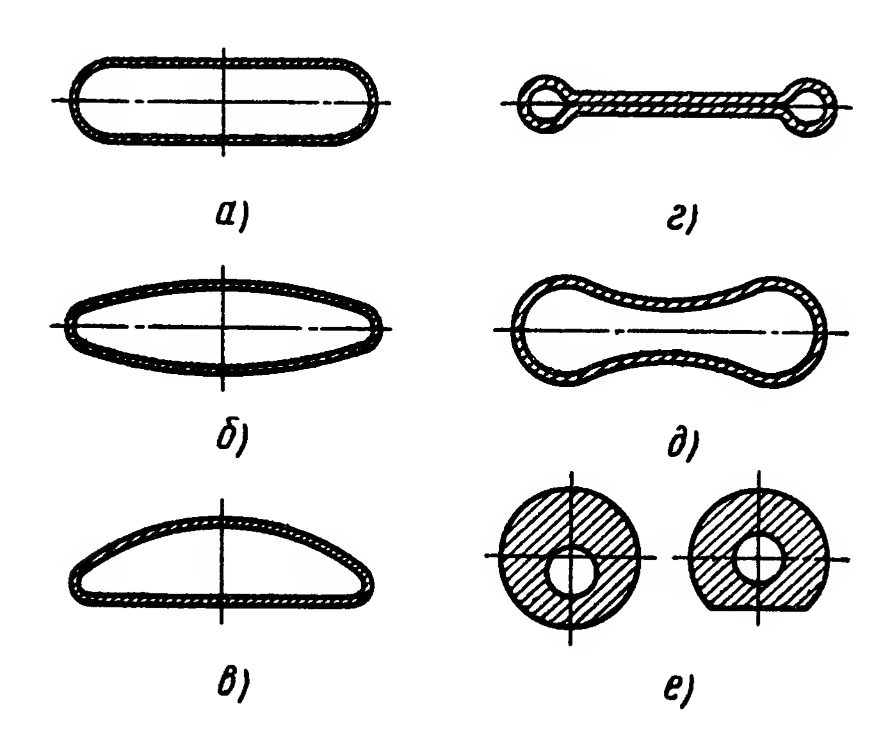


Рис. XV.11. Поперечные сечения трубчатых пружин:

а — плоскоовальная; *б* — эллиптическая; *в* — *D*-образная; *г* — в форме гантели; *д* — в форме «восьмерки»; *е* — с эксцентриситетом внутреннего отверстия

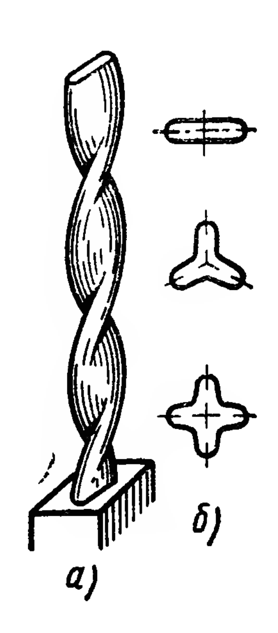


Рис. XV.12. Витая трубчатая пружина:

а — схема конструкции; *б* — возможные формы поперечного сечения

Относительный угол $\frac{\Delta\gamma}{\gamma}$ поворота конца пружины под действием давления p определяется по формуле

$$\frac{\Delta\gamma}{\gamma} = p\frac{1-\mu^2}{E}\cdot\frac{R^2}{bh}\left(1-\frac{b^2}{a^2}\right)\frac{\alpha}{\beta+\varkappa^2}, \qquad (XV.3)$$

где $\varkappa = \frac{Rh}{a^2}$ — главный параметр пружины;

R — радиус центральной оси;

a и b — полуоси сечения по среднему контуру;

h — толщина;

E — модуль упругости;

μ — коэффициент Пуассона:

α и β — коэффициенты, зависящие от формы поперечного сечения.

Для пружин эллиптического и плоскоовального сечений коэффициенты α и β также приведены в табл. XV.2.

Перемещение конца пружины определяется по формуле

$$\lambda = \sqrt{\lambda_r^2+\lambda_t^2} = \frac{\Delta\gamma}{\gamma}R\Gamma, \qquad (XV.4)$$

где $\lambda_r = \frac{\Delta\gamma}{\gamma} R(1-\cos\gamma)$ — радиальная составляющая;

$\lambda_t = \frac{\Delta\gamma}{\gamma} R(\gamma - \sin\gamma)$ — перемещение в направлении касательной;

$$\Gamma = \sqrt{(1-\cos\gamma)^2 + (\gamma - \sin\gamma)^2}.$$

Изменение объема внутренней полости пружины в зависимости от давления p выражается формулой

$$\Delta V = 12p\frac{1-\mu^2}{E} \cdot \frac{R^3}{h} a\gamma \left(1 - \frac{b^2}{a^2}\right)^2 \frac{n}{\beta + \varkappa^2}$$

или через перемещение λ конца пружины

$$\Delta V = 12\lambda ab\gamma \left(1 - \frac{b^2}{a^2}\right) \frac{n}{\alpha\Gamma}.$$

Значения коэффициента n приведены в табл. XV.2.

Если конец пружины Бурдона закрепить неподвижно и подать в нее давление, то момент, с которым она будет воздействовать на заделку, равен величине тягового момента:

$$M_T = 24pRab\left(1 - \frac{b^2}{a^2}\right)\frac{\zeta}{\xi + \varkappa^2}. \qquad \text{(XV.5)}$$

Коэффициенты ζ и ξ даны в табл. XV.2.

Если конец пружины Бурдона может поворачиваться и перемещаться в радиальном направлении, а перемещение в окружном направлении невозможно, то тяговая сила

$$Q_t = \frac{M_T \Gamma_t}{24p}. \qquad \text{(XV.6)}$$

Тяговая сила при ограничении перемещения конца пружины в радиальном направлении

$$Q_r = \frac{M_T \Gamma_r}{24p}. \qquad \text{(XV.7)}$$

Коэффициенты Γ_τ и Γ_r определяются выражениями

$$\Gamma_\tau = \frac{48(\gamma - \sin\gamma)}{3\gamma - 4\sin\gamma + \sin\gamma\cos\gamma}; \quad \Gamma_r = \frac{48(1-\cos\gamma)}{\gamma - \sin\gamma\cos\gamma}.$$

В трубчатой пружине, нагруженной давлением, возникает двухосное напряженное состояние. Распределение напряжений вдоль контура поперечного сечения довольно сложно, и положение опасной точки может быть в различных местах в зависимости от соотношения размеров пружины. Для пружин плоскоовального сечения с отношением осей $\frac{a}{b} \geqslant 4$ и при главном параметре

$$\varkappa = \frac{Rh}{a^2} \geqslant 0{,}4$$

опасная точка располагается по концам большой оси сечения. Эквивалентное напряжение в этих точках [5]

$$\sigma_{экв} = p\frac{R^2}{a^2}\left(1-\frac{b^2}{a^2}\right)\frac{2,66}{\beta+\varkappa^2}\,|\,\Omega\,|. \qquad (XV.8)$$

Значение коэффициента Ω приведено в табл. XV.2.

Формулы (XV.3) — (XV.8) обладают тем большей точностью, чем больше параметр кривизны $\varkappa$, поскольку с ростом $\varkappa$ уменьшается разница в характерах искривления контуров поперечных сечений прямой и кривой трубок. Уточненные решения задачи о напряжениях и перемещениях пружины Бурдона даны в работах [8], [19]. В первой из них определены пределы применимости формул (XV.3) — (XV.8). Расчет на жесткость по формуле (XV.3) дает удовлетворительные результаты при параметре $\mu_0 \leqslant 6$, расчет напряжений по формуле (XV.8) справедлив при $\mu_0 \leqslant 4$. Здесь

$$\mu_0 = \sqrt{12(1-\mu^2)}\,\frac{\rho^2}{Rh},$$

где $\rho = \frac{\Pi}{2\pi}$ (здесь Π — периметр среднего контура поперечного сечения пружины).

Определение чувствительности, напряжения в опасной точке пружины и тягового усилия легко осуществляется с помощью номограммы (рис. XV.13), построенной на основании формул (XV.3)—(XV.8)

Таблица XV.2

Коэффициенты α, β, n, ζ, ξ и Ω

Форма поперечного сечения	Коэффициенты	Отношение a к b: 1	1,5	2	3	4	5	6	7	8	9	10	∞
Плоскоовальная	α	0,637	0,594	0,548	0,480	0,437	0,408	0,388	0,372	0,360	0,350	0,343	0,267
	β	0,096	0,110	0,115	0,121	0,121	0,121	0,121	0,120	0,119	0,119	0,118	0,114
	n	0,149	0,167	0,166	0,152	0,140	0,132	0,126	0,121	0,118	0,115	0,113	0,089
	ζ	0,0833	0,0848	0,0815	0,0743	0,0690	0,0652	0,0624	0,0602	0,0585	0,0571	0,0560	0,0444
	ξ	0,811	0,713	0,652	0,591	0,552	0,524	0,504	0,488	0,476	0,467	0,459	0,296
	Ω		—0,446	—0,494	—0,547	—0,575	—0,593	—0,605	—0,613	—0,620	—0,625	—0,629	
Эллиптическая	α	0,750	0,636	0,566	0,493	0,452	0,430	0,416	0,406	0,400	0,395	0,390	0,368
	β	0,083	0,062	0,053	0,045	0,044	0,043	0,042	0,042	0,042	0,042	0,042	0,042
	n	0,197	0,149	0,142	0,121	0,111	0,106	0,102	0,100	0,098	0,097	0,095	0,089
	ζ	0,0982	0,0775	0,0662	0,0565	0,0515	0,0480	0,0465	0,0460	0,0455	0,0450	0,0445	0,0409
	ξ	0,833	0,662	0,584	0,499	0,459	0,439	0,429	0,423	0,416	0,410	0,404	0,381

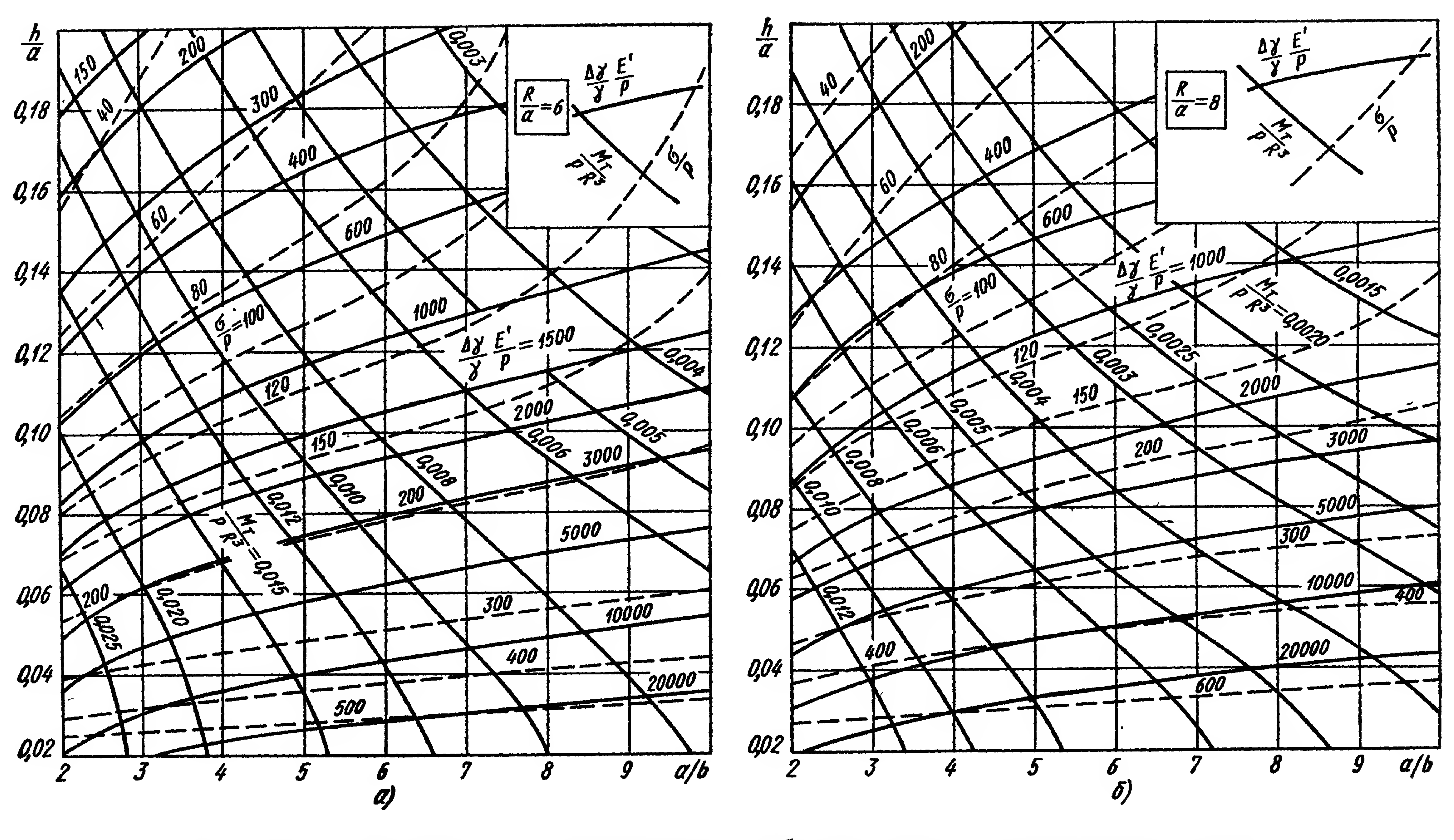


Рис. XV.13. Номограмма для проектирования трубчатых пружин плоскоовального сечения

для пружин плоскоовальной формы поперечного сечения при $\frac{R}{a}=6$ и 8.

В координатах $\frac{a}{b}$; $\frac{h}{a}$ построены три семейства кривых: постоянной чувствительности $\frac{\Delta\gamma}{\gamma}\cdot\frac{E'}{p}=\text{const}$; напряжений $\frac{\sigma}{p}=\text{const}$ и тягового момента $\frac{M_T}{pR^3}=\text{const}$. Здесь $\frac{\Delta\gamma}{\gamma}$ — относительный угол поворота концевого сечения; $E'=\frac{E}{1-\mu^2}$ — упругая постоянная материала; через σ обозначено наибольшее эквивалентное напряжение $(\sigma_{экв})_{\max}$; M_T — тяговый момент.

Если размеры пружины известны, то с помощью номограммы можно легко провести поверочный расчет. Номограмма может также служить целям проектирования трубчатой пружины.

Пример. Определить перемещение λ, тяговую силу Q_r и запас прочности трубчатой пружины манометра на 5 *кгс/см*², если размеры пружины известны: $R = 48$ *мм*, $a = 8$ *мм*, $b = 1{,}4$ *мм*, $h = 0{,}4$ *мм*, $\gamma = 270°$, сечение имеет плоскоовальную форму. Материал пружины — сплав ЭИ702, модуль упругости $E = 2{,}15 \times 10^6$ *кгс/см*², предел текучести $\sigma_T = 9500$ *кгс/см*².

Определим сначала относительные размеры пружины

$$\frac{R}{a}=\frac{48}{8}=6;\quad \frac{a}{b}=\frac{8}{1{,}4}=5{,}7;\quad \frac{h}{a}=\frac{0{,}4}{8}=0{,}05.$$

Затем, по номограмме (рис. XV.19, *а*) находим

$$\frac{\Delta\gamma}{\gamma}\cdot\frac{E'}{p}=8500;\quad \frac{\sigma}{p}=300;\quad \frac{M_T}{pR^3}=0{,}0129,$$

откуда в соответствии с выражениями (XV.4) и (XV.7) получим $\lambda = 5$ *мм*, $Q_r = 0{,}63$ *кг*, $\sigma = 1500$ *кг/см*².

Запас прочности пружины будет равен

$$n_T=\frac{\sigma_T}{\sigma}=6{,}3.$$

Сильфоны. Сильфон представляет собой тонкостенную цилиндрическую оболочку с поперечной гофрировкой (рис. XV.14), способную получать значительные перемещения под действием давления или осевой силы.

В приборостроении находят применение сильфоны диаметром от 8—10 до 120—150 *мм* с толщиной стенки 0,1—0,3 *мм*. Они используются в широком диапазоне давлений: от сотых долей атмосферы до сотен атмосфер.

Сильфоны применяются в качестве манометрических чувствительных элементов в различных приборах: манометрах, манометрических термометрах, дифференциальных манометрах и т. д. Сильфоны могут развивать значительные перестановочные усилия, что обеспечивает малый порог чувствительности приборов и позво-

ляет использовать сильфоны в качестве элементов силовых приводов.

Сильфоны из полутомпака Л80, фосфористой бронзы Бр. ОФ 6,5-0,4, нержавеющей стали 1Х18Н9Т имеют низкие упругие свойства, большой гистерезис, поэтому как измерительные упругие элементы они находят ограниченное применение или используются совместно с винтовой пружиной.

Высокую точность и стабильность упругих свойств имеют сильфоны из дисперсионно-твердеющих сплавов.

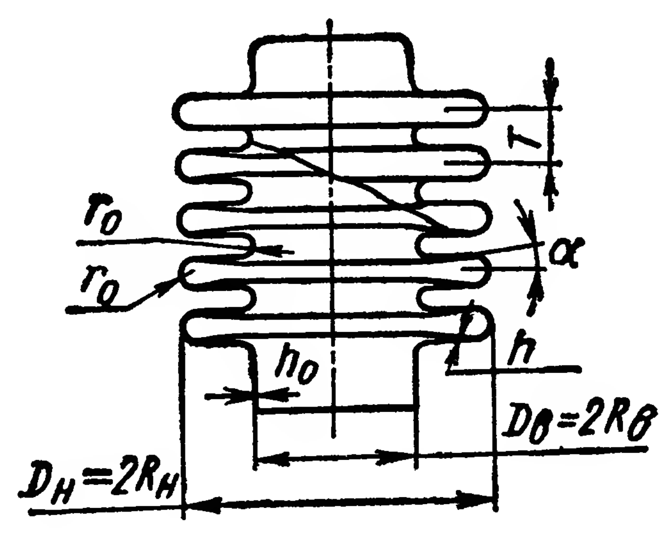


Рис. XV.14. Сильфон

Сильфоны, изготовленные вытяжкой из тонкостенных цельнотянутых трубок, называются бесшовными. Иногда сильфоны изготовляют сваркой из кольцевых пластин. Сварные сильфоны могут иметь бóльшую чувствительность, чем бесшовные, так как их можно изготовить с большей глубиной гофр. Существенным недостатком сварных сильфонов является понижение коррозионной стойкости из-за наличия большого количества сварных швов. В целях увеличения прочности или для защиты от коррозии сильфоны изготовляются многослойными. Такие сильфоны имеют большой гистерезис.

Сильфон в приборе устанавливается обычно так, чтобы он работал на сжатие. При этом он выдерживает бóльшее давление и имеет меньшую нелинейность характеристики, чем в области растяжения.

Осевое перемещение бесшовного сильфона определяют по формуле [18]

$$\lambda = Q\frac{1-\mu^2}{Eh_0}\cdot\frac{n}{A_0-\alpha A_1+\alpha^2 A_2+B_0\frac{h_0^2}{R_b^2}},$$

где Q — осевая сила;
λ — перемещение дна сильфона;
n — число рабочих гофр;
h_0 — толщина стенки трубки-заготовки;
E и μ — модуль упругости и коэффициент Пуассона;
A_0, A_1, A_2, B_0 — коэффициенты, зависящие от геометрии сильфона. Их значения можно определить по кривым, показанным на рис. XV.15, *а*, *б*, где m и k — безразмерные параметры сильфона

$$m=\frac{r_0}{R_в};\quad \kappa=\frac{R_н}{R_в}.$$

При расчете все размеры сильфона определяются по среднему контуру осевого сечения.

Угол уплотнения α связан с параметрами сильфона формулой

$$\alpha = \frac{4r_0 - T}{2(R_н - R_в - 2r_0)},$$

где T — шаг волны гофрировки сильфона (см. рис. XV.14).

Эффективная площадь сильфона в первом приближении постоянна на рабочем участке характеристики и определяется как $F_{эф} = \pi R_{ср}^2$, где средний радиус $R_{ср} = \frac{R_в + R_н}{2}$. Таким образом

$$F_{эф} = \frac{\pi}{4}(R_в + R_н)^2.$$

Уточненные решения задачи об определении перемещений и напряжений в сильфоне можно найти в работах [2, 6, 17].

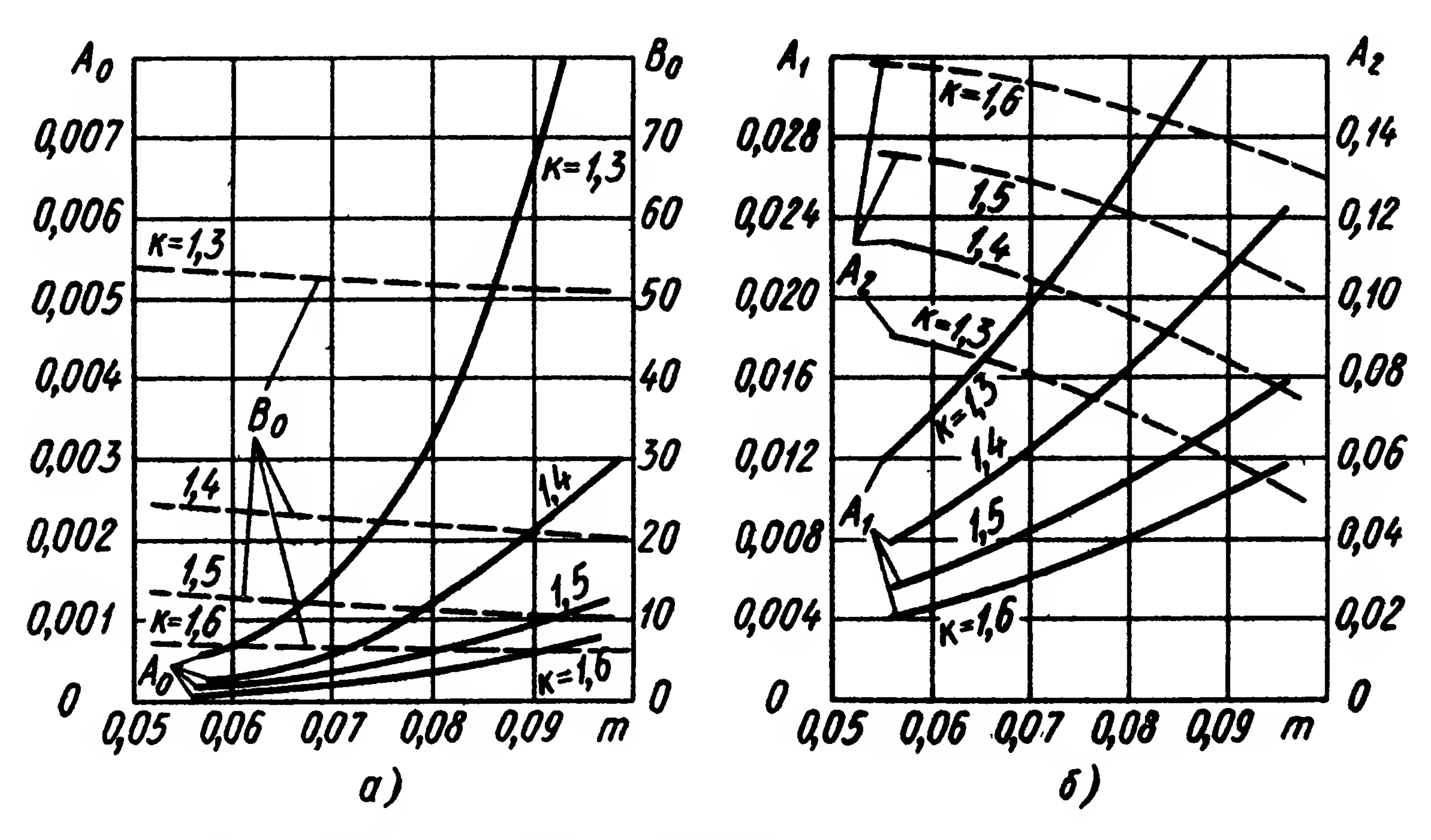


Рис. XV.15. Графики коэффициентов A_0, A_1, A_2 и B

На рис. XV.16, *а* — *г* даны номограммы для расчета чувствительности и напряжений в различных точках сильфона [6] (рис. XV.17).

По осям координат отложены относительные величины $\delta_0 = \frac{h_0}{R_в}$ и $m = \frac{r_0}{R_в}$, соответствующие толщине и радиусу закругления. На графиках построены три семейства кривых:

1) безразмерная чувствительность $\frac{\lambda}{Q} \cdot \frac{Eh_0\pi}{n(1-\mu^2)}$ (n — число рабочих гофр сильфона);

2) отношение $\frac{\sigma}{p}$ эквивалентного напряжения к давлению для сильфона с неподвижными торцами;

3) отношение $\frac{\sigma}{\lambda} \cdot \frac{R_в}{E} n$ для сильфона, растягиваемого осевой силой (λ — перемещение дна сильфона).

Номограммы построены для четырех точек полуволны сильфона, отмеченных на рис. XV.17. В зависимости от условий нагружения опасной может быть одна из этих точек.

При заданной геометрии сильфона с помощью номограммы легко произвести расчет на прочность и жесткость. В качестве примера определим жесткость $z=\frac{Q}{\lambda}$ и наибольшее эквивалентное напряжение в сильфоне при прогибе $\lambda = 3$ *мм*, если известны: $D_н = 2R_н = 28$ *мм*, $D_в = 2R_в = 17{,}5$ *мм*, $h_0 = 0{,}14$ *мм*, $r_0 = 0{,}875$ *мм*, $n = 6$, материал — бериллиевая бронза Бр. Б2, $E = 1{,}35 \cdot 10^4$ *кг/мм*².

Определим безразмерные параметры $к=\frac{R_н}{R_в}=\frac{28}{17{,}5}=1{,}6$;

$$\delta_0=\frac{h_0}{R_в}=\frac{0{,}14}{8{,}75}=0{,}016; \quad m=\frac{r_0}{R_в}=\frac{0{,}875}{8{,}75}=0{,}1.$$

По этим значениям координат δ_0 и m находим точку на номограмме (рис. XV.16) и соответствующие значения относительной чувствительности

$$\frac{\lambda}{Q}\cdot\frac{Eh_0\pi}{n(1-\mu^2)}=1172$$

и безразмерных напряжений в точках *1*, *2*, *3* и *4* (рис. XV.17):

$$\frac{\sigma}{\lambda}\cdot\frac{R_в}{E}n \ \ldots\ 0{,}0375 \quad 0{,}0360 \quad 0{,}0345 \quad 0{,}0280$$

$$\frac{\sigma}{p} \ \ldots\ 490 \quad 500 \quad 530 \quad 430$$

Отсюда жесткость сильфона

$$z=\frac{Q}{\lambda}=0{,}925 \text{ кг/мм}.$$

При нагружении сильфона силой Q опасной будет точка *1*:

$$\sigma=0{,}0375\frac{\lambda E}{R_в n}=28{,}9 \text{ кг/мм}^2.$$

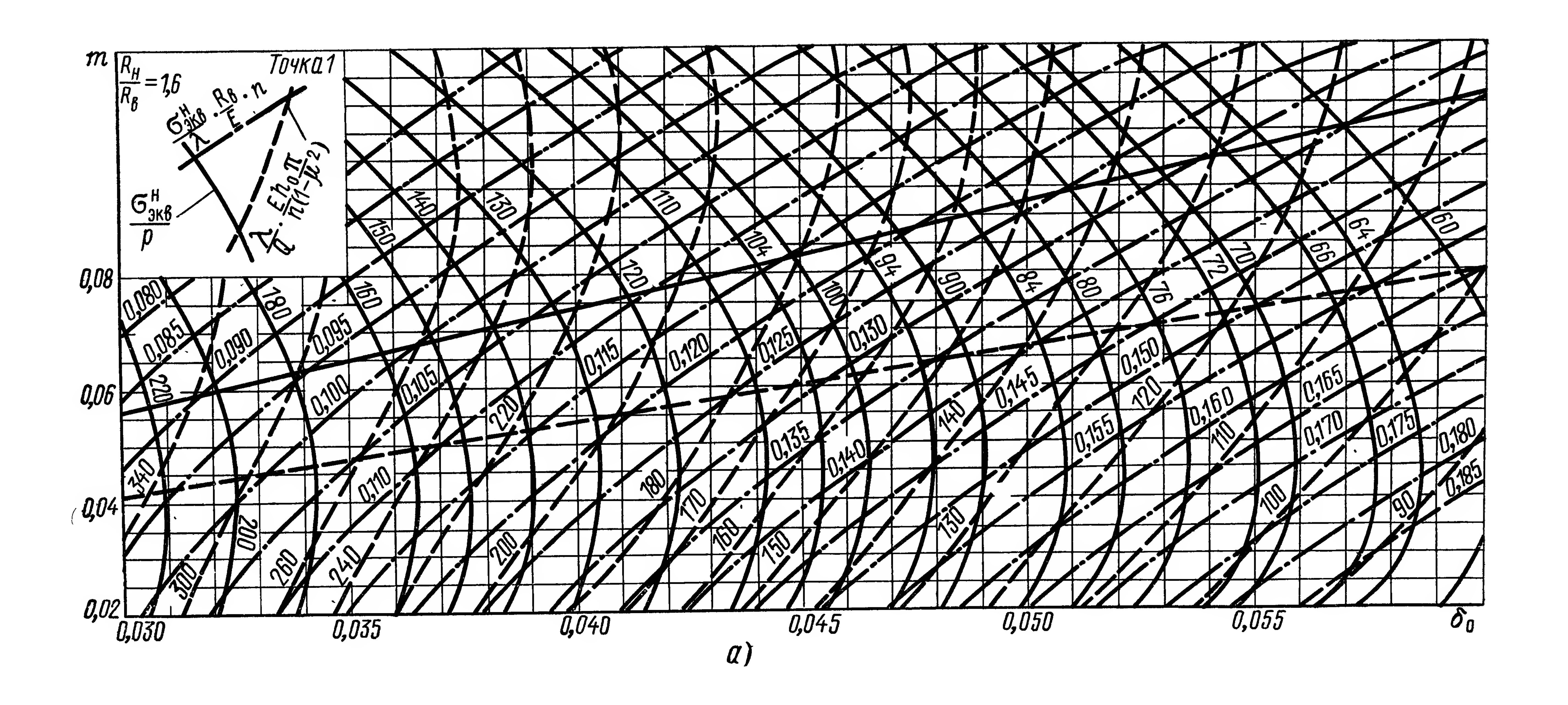
Если сильфон закрепить по торцам и нагрузить давлением $p = 5$ *кг/см*², то опасной будет точка *3*:

$$\sigma=530p=26{,}5 \text{ кг/мм}^2.$$

Номограммы могут быть использованы и при проектировании сильфона по заданным значениям жесткости и прочности.

Гофрированные мембраны. Мембрана представляет собой гибкую круглую пластинку, способную получать значительные упругие прогибы ω под действием давления p (рис. XV.18).

Гофрированные мембраны применяются чаще плоских, так как они могут надежно работать при значительно больших прогибах. В зависимости от формы профиля характеристика мембраны может быть линейной, затухающей или возрастающей по давлению.



Точка 1
$\frac{R_н}{R_в}=1,6$
$\frac{\sigma^н_{экв}}{\lambda}\cdot\frac{R_в}{E}\cdot n$
$\frac{\sigma^н_{экв}}{p}$
$\frac{\lambda}{q}\cdot\frac{Eh_0\pi}{n(1-\mu^2)}$
m
0,08
0,06
0,04
0,02
0,030
0,035
0,040
0,045
0,050
0,055
δ_0

а)

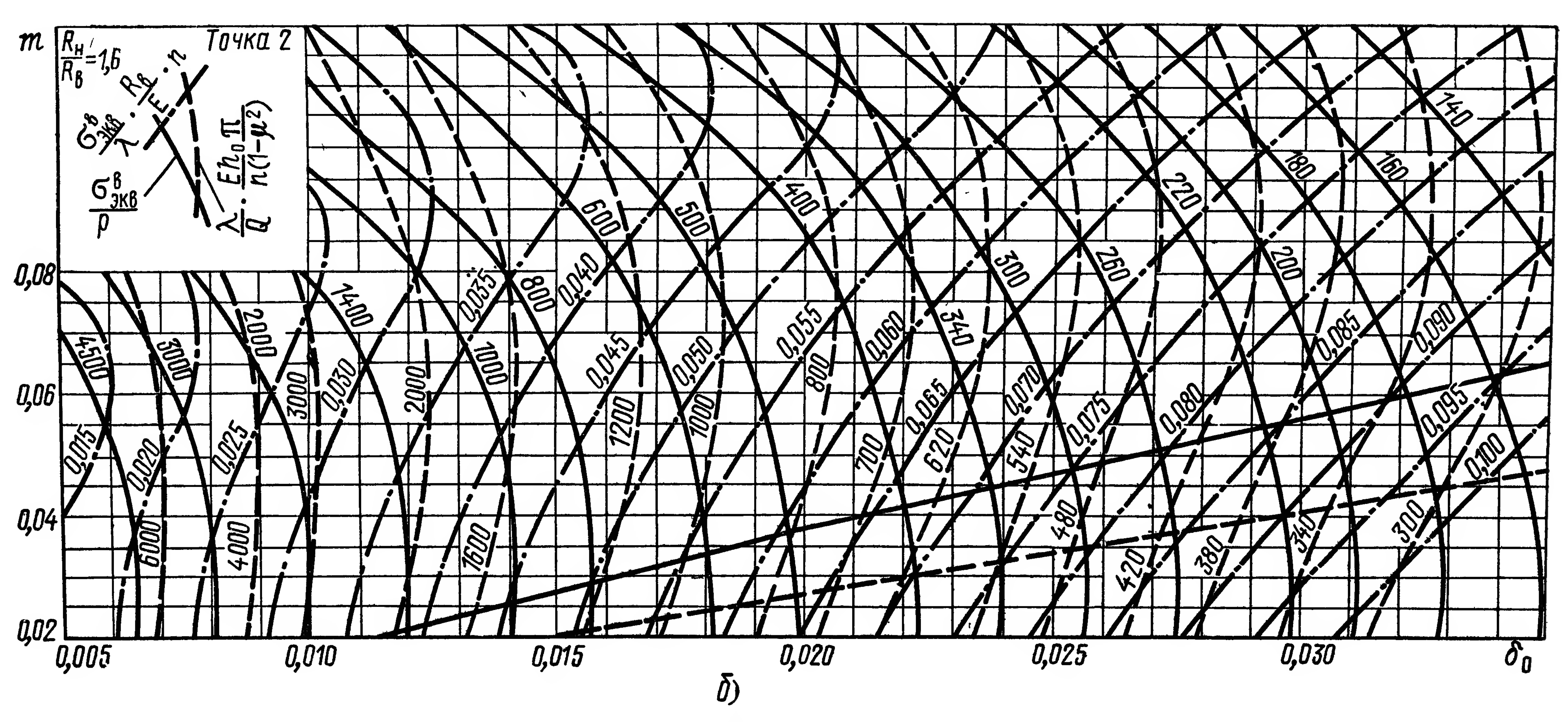
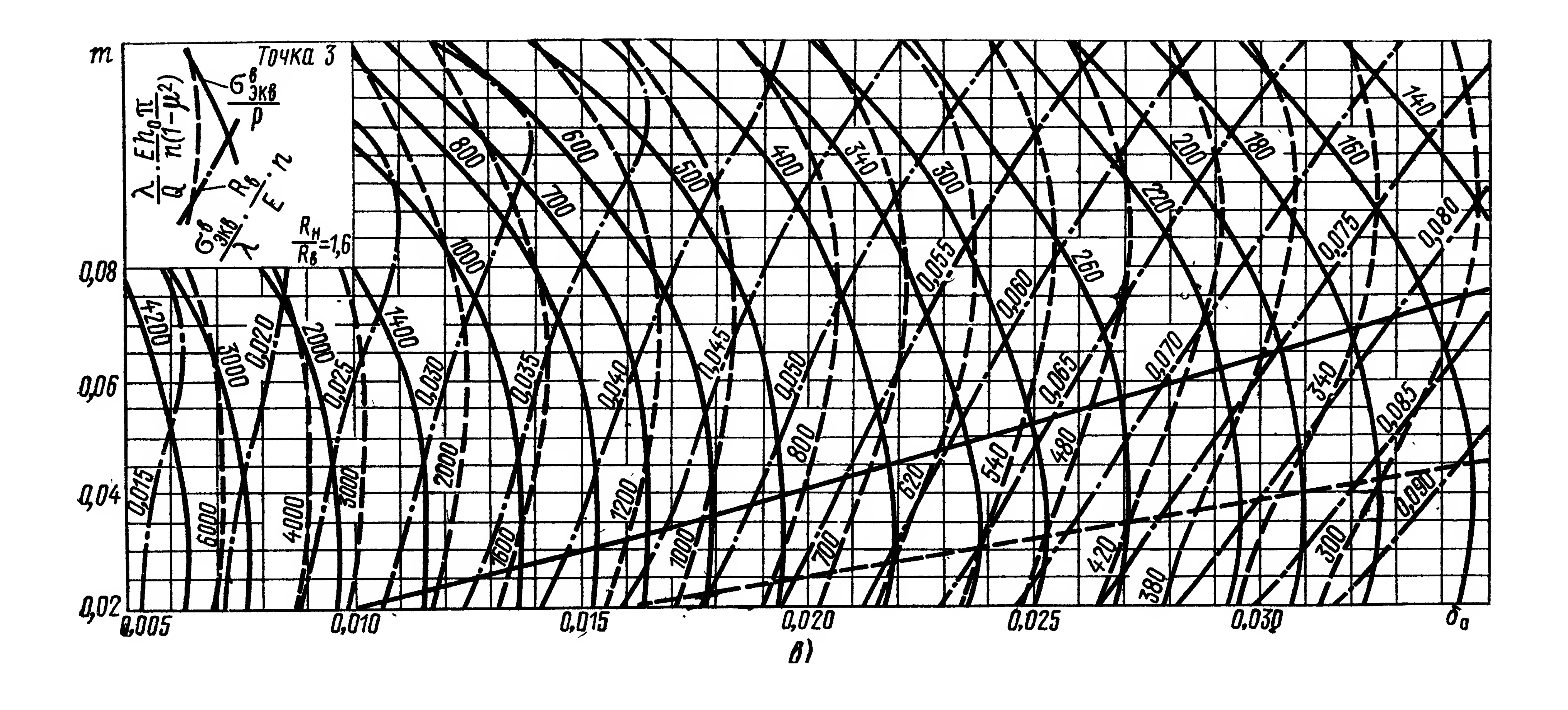
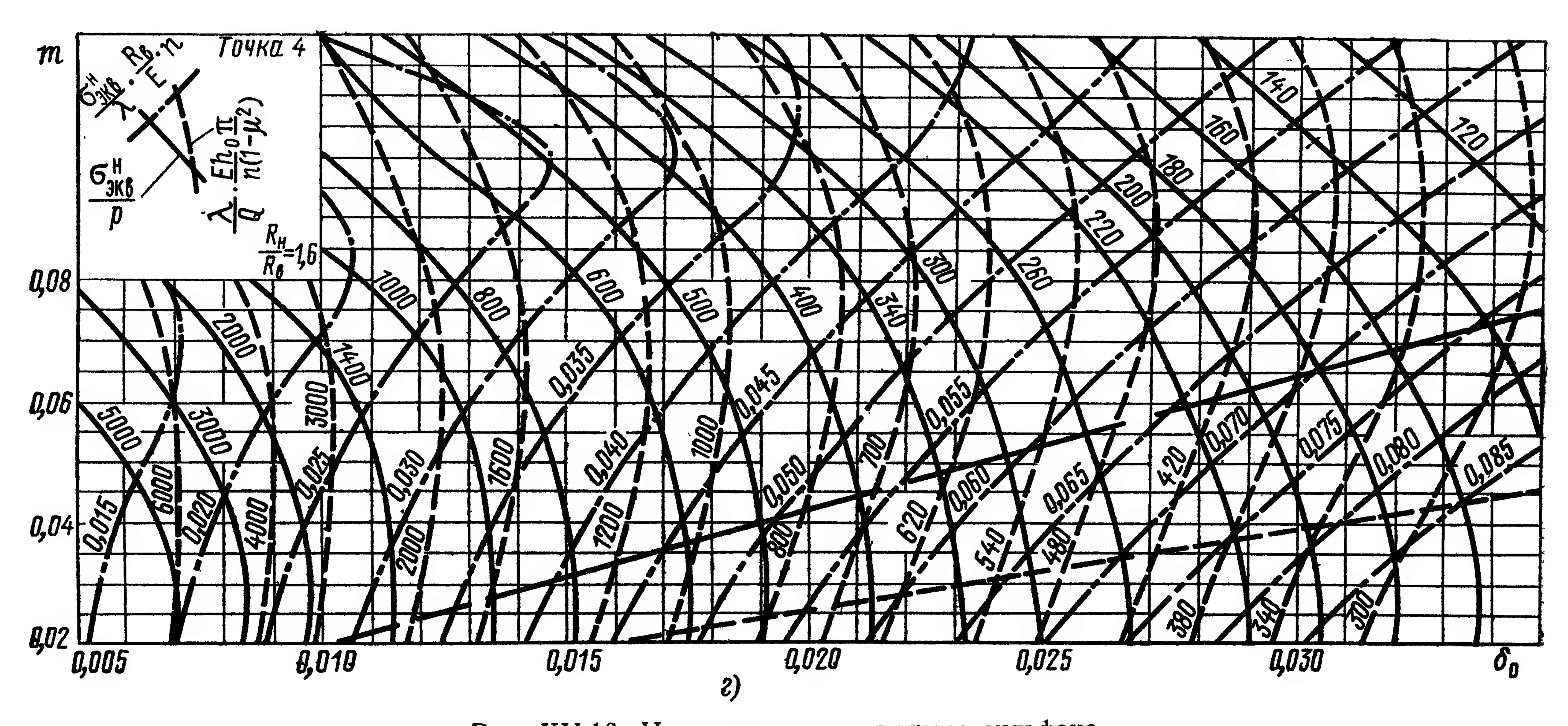


Рис. XV.16. Номограммы для расчета сильфона


Точка 3
$\frac{\lambda}{Q} \cdot \frac{E h_0 \pi}{n(1-\mu^2)}$
$\frac{\sigma^{в}_{экв}}{p}$
$\frac{\sigma^{в}_{экв}}{\lambda} \cdot \frac{R_в}{E} \cdot n$
$\frac{R_н}{R_в} = 1,6$
m
0,08
0,06
0,04
0,02
0,005
0,010
0,015
0,020
0,025
0,030
δ_0
в)



г)

Рис. XV.16. Номограммы для расчета сильфона

В этом отношении гофрированные мембраны в ряде случаев имеют преимущество по сравнению с трубчатыми пружинами и сильфонами, характеристики которых близки к линейным по давлению. С помощью гофрированных мембран можно измерять величины, нелинейно связанные с давлением (например, расхода жидкости или газа в трубопроводе, воздушной скорости полета самолета, высоты его подъема и пр.). Проектируя должным образом мембрану, можно получить характеристику, линейную по измеряемому параметру, и тогда линейность шкалы прибора достигается при простейшей кинематике механизма.

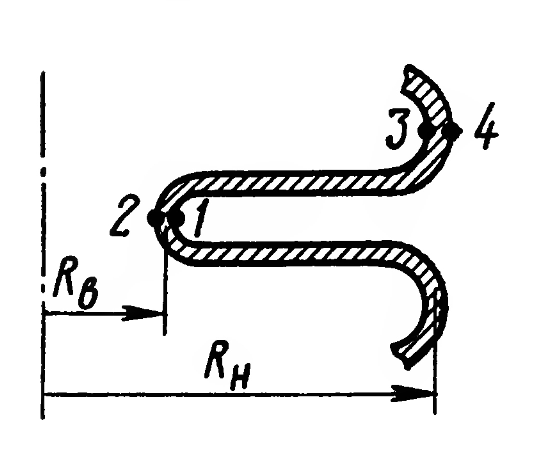


Рис. XV.17. Опасные точки сильфона

На рис. XV.19 показаны основные формы профилей мембран.

Одиночные мембраны, закрепленные по буртику в корпусе прибора, применяются сравнительно редко (рис. XV.20, *а*, *б*). Обычно две одинаковые мембраны соединяются по буртику сваркой или пайкой, образуя мембранную коробку (рис. XV.20, *в*, *г*, *д*). Для измерения абсолютного давления внутри коробки создается вакуум. Такие коробки называются анероидными в отличие от манометрических, внутренняя полость которых соединена с измеряемым давлением.

Для увеличения перемещения несколько коробок соединяются в блок (рис. XV.20, *е*).

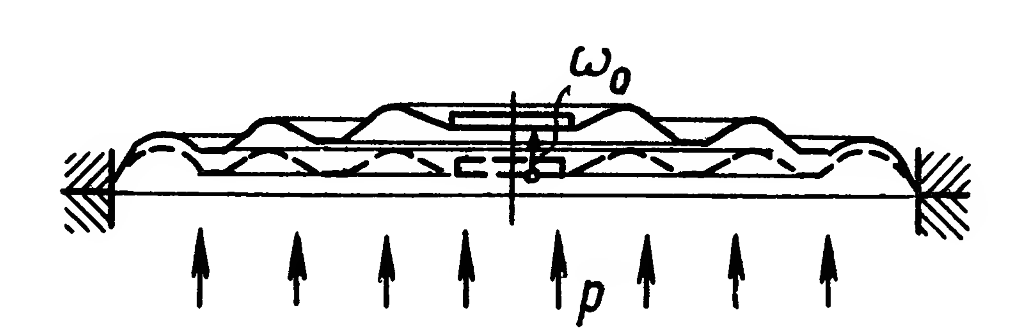


Рис. XV.18. Гофрированная мембрана

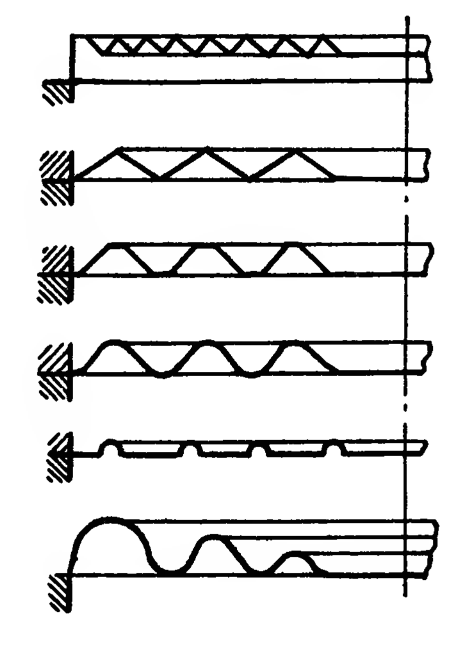


Рис. XV.19. Различные профили гофрированных мембран

Характеристика мембраны периодического профиля выражается уравнением [5]:

$$\frac{pR^4}{Eh^4} = a\frac{\omega_0}{h} + b\frac{\omega_0^3}{h^3}, \qquad (XV.9)$$

где ω_0 — прогиб центра мембраны;
p — давление;
E — модуль упругости материала мембраны;
μ — коэффициент Пуассона;
h — толщина;
R — рабочий радиус.

Коэффициенты a и b зависят от формы профиля и определяются по формулам:

$$a = \frac{2(3+\alpha)(1+\alpha)}{3\kappa_1\left(1-\frac{\mu^2}{\alpha^2}\right)}; \quad b = \frac{32\kappa_1}{\alpha^2-9}\left[\frac{1}{6} - \frac{3-\mu}{(\alpha-\mu)(\alpha+3)}\right],$$

здесь

$$\alpha = \sqrt{\kappa_1\kappa_2}. \qquad \text{(XV.10)}$$

Выражения коэффициентов k_1 и k_2 даны в табл. XV.3 для различных профилей мембран.

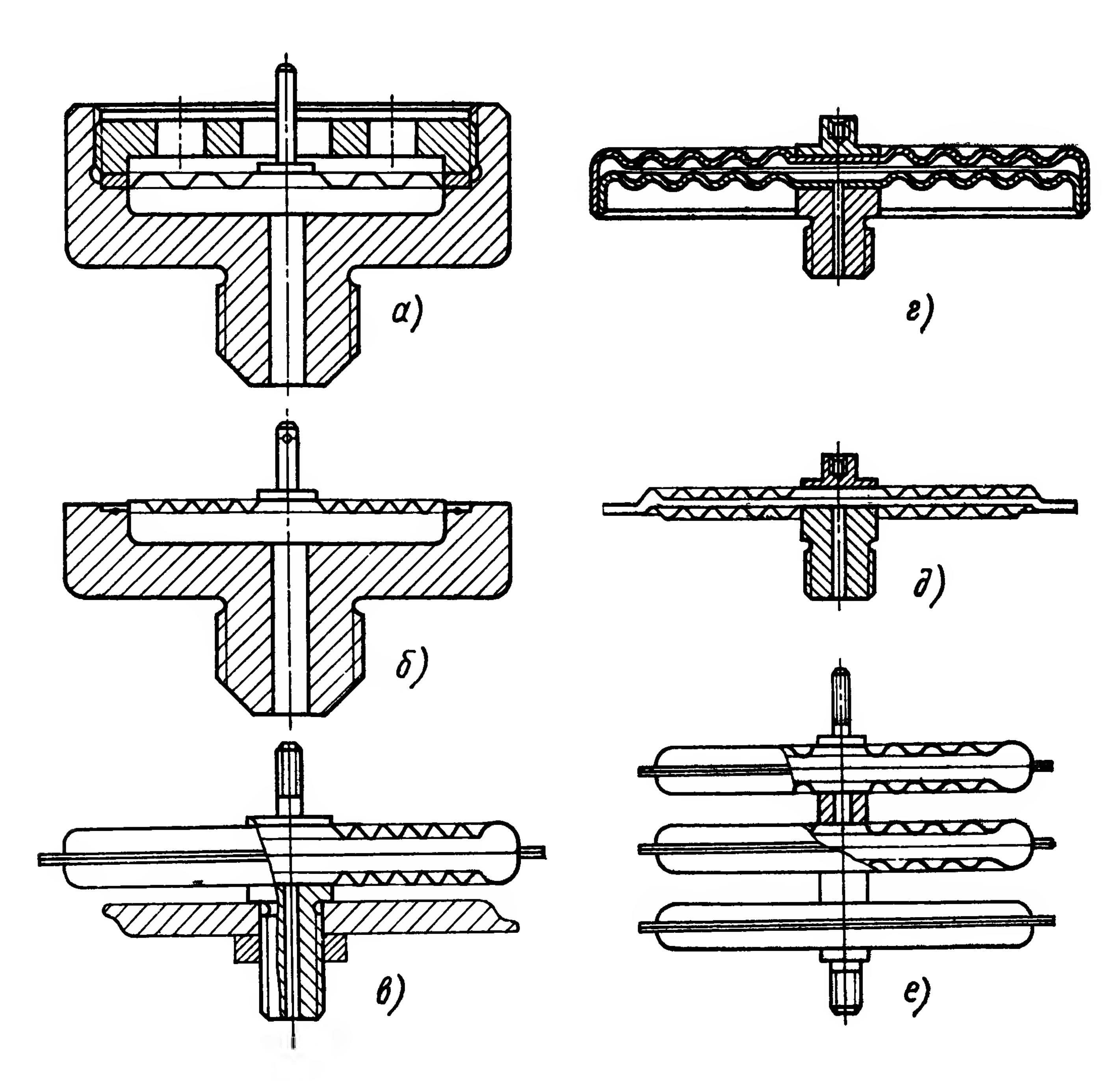


Рис. XV.20. Конструкция мембран:

а, б — одиночные мембраны; *в, г, д* — мембранные коробки; *е* — блок мембранных коробок

Изменение объема гофрированной мембраны с линейной характеристикой приближенно определяется как

$$V = \frac{2(1+\alpha)}{3(3+\alpha)}\pi R^2 \omega_0.$$

Большинство гофрированных мембран имеет жесткий центр — металлический диск, приваренный или припаиваемый к мембране.

Для мембран с мелкой гофрировкой ($\alpha < 2$) жесткий центр мало влияет на характеристику, если его относительный радиус не

превышает $\rho_0 = \frac{r_0}{R} = 0{,}2 \div 0{,}3$. В этом случае при расчете можно пользоваться формулой (XV.9), выведенной для мембраны без жесткого центра.

Таблица XV.3

Коэффициенты κ_1 и κ_2

Профиль	κ_1	κ_2
	$\frac{1 - \frac{2a}{l}}{\cos\theta_0} + \frac{2a}{l}$	$\frac{H^2}{h^2}\left[\frac{1 - \frac{2a}{l}}{\cos\theta_0} + \frac{6a}{l}\right] + \left(1 - \frac{2a}{l}\right)\cos\theta_0 + \frac{2a}{l}$
	$\frac{1}{\cos\theta}$	$\frac{H^2}{h^2\cos\theta_0} + \cos\theta_0$
	1	$\frac{3}{2}\cdot\frac{H^2}{h^2} + 1$

Мембраны с характеристикой, линейной по давлению, имеют постоянную эффективную площадь

$$F_{эф} = f_{эф}\pi R^2,$$

где R — рабочий радиус;

$f_{эф}$ — относительная эффективная площадь.

Последнюю можно определить по графику рис. XV.21, где дана зависимость $f_{эф}$ от относительного радиуса ρ_0 жесткого центра и от параметра α, определяемого глубиной гофрировки $\frac{H}{h}$. На рис. XV.21, помимо значений параметра α, в скобках указаны соответствующие значения $\frac{H}{h}$ для мембран пилообразного профиля с углом наклона гофрировки $\theta_0 = 30°$.

Уточненное решение задачи о напряжениях, перемещениях и эффективной площади гофрированной мембраны дано в работах [3], [4], [7].

Проектирование мембран синусоидального профиля с равномерной и неравномерной глубиной гофр при малой нелинейности упругой характеристики может осуществляться с помощью номо-

граммы (рис. XV.22) [4], основанной на результатах уточненного решения [7].

На графике рис. XV.22 проведены семейства кривых безразмерной жесткости

$$\frac{p_0}{\zeta_0} = \frac{pR^4}{\omega_0 E h^3} \qquad \text{(XV.11)}$$

и безразмерных напряжений в опасной точке

$$\frac{\sigma^*}{p_0} = \frac{(\sigma_{экв})_{\max} h^2}{pR^2} \qquad \text{(XV.12)}$$

в зависимости от относительной глубины гофрировки $\frac{H}{h}$ и коэффициента неравномерности глубины гофрировки $\eta = \frac{H_3 - H_1}{H}$, где H_1, H и H_3 — глубины гофр.

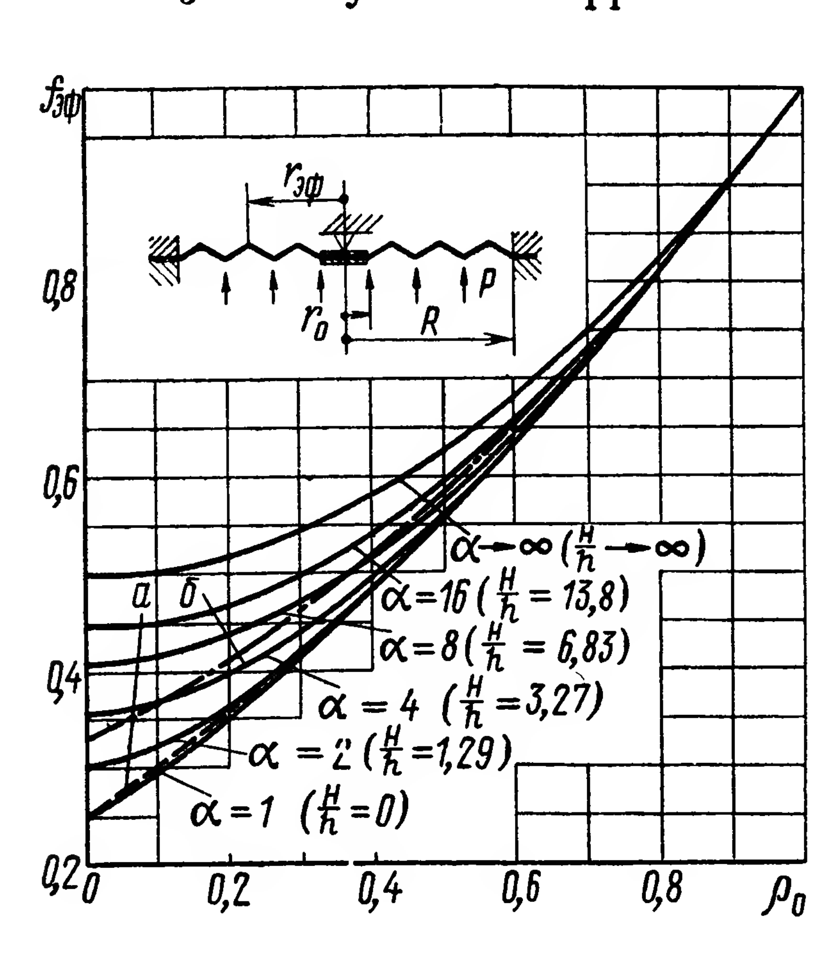


Рис. XV.21. Относительная эффективная площадь $f_{эф}$ в зависимости от относительного радиуса жесткого центра $\rho_0 = \frac{r_0}{R}$ и глубины гофрировки $\frac{H}{h}$.

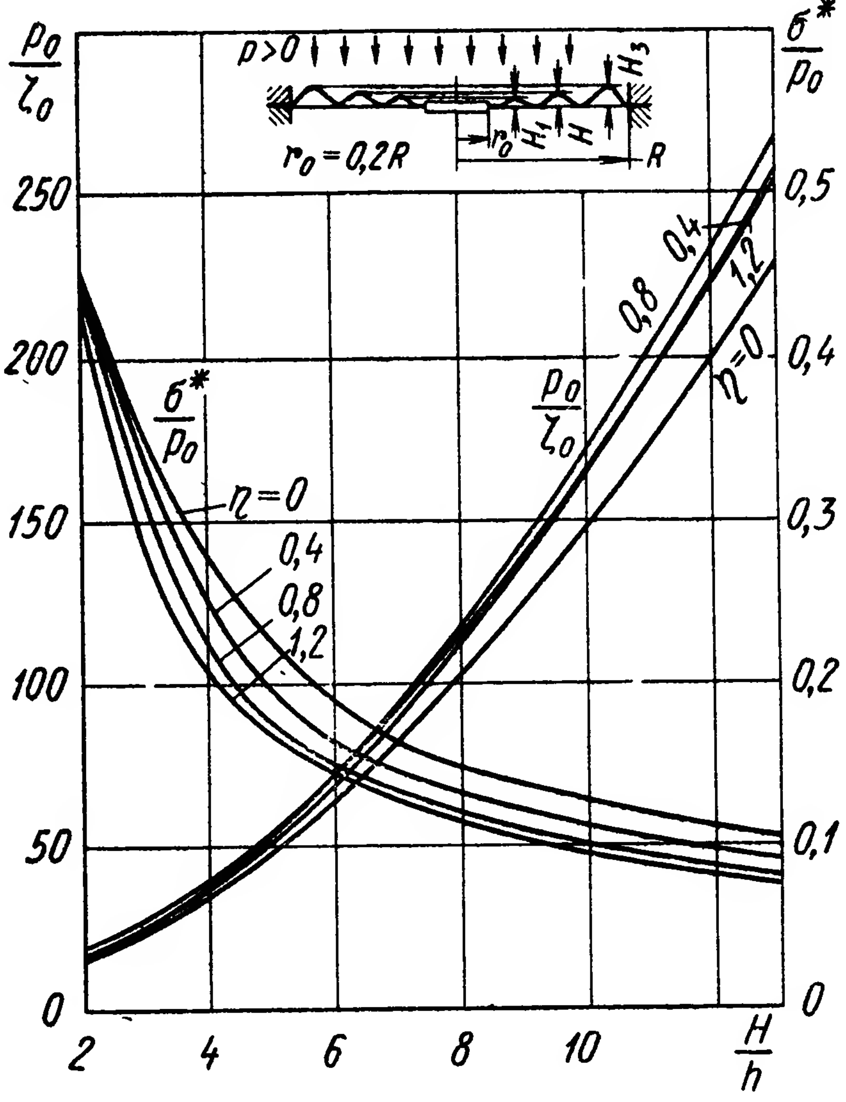


Рис. XV.22. Номограмма для проектирования гофрированных мембран

Для трехволновых мембран при линейном законе изменения глубины, когда глубина средней волны $H = \frac{H_3 + H_1}{2}$, справедливы следующие соотношения:

$$H_1 = H\left(1 - \frac{\eta}{2}\right); \quad H_3 = H\left(1 + \frac{\eta}{2}\right).$$

Параметру $\eta = 0$ соответствуют мембраны периодического профиля.

Порядок проектирования поясним на следующем примере. Спроектируем мембрану из латуни Л62. Рабочее давление $p = 0,8$ *кгс/см*^{2}; прогиб $\omega_0 = 0,8$ *мм*, рабочий радиус $R = 25$ *мм*;

модуль упругости $E = 1 \cdot 10^6$ *кгс/см*^{2}; предел текучести $\sigma_T = 5000$ *кгс/см*^{2}; величина нелинейности γ должна быть меньше $\pm 1\%$; коэффициент запаса по текучести $n_T \geqslant 2$.

Выберем мембрану неравномерной глубины гофрировки с коэффициентом $\eta = 1,2$. Зададимся рядом значений параметра глубины $\frac{H}{h}$ и по кривым рис. XV.22 находим соответствующие величины $\frac{p_0}{\zeta_0}$ и $\frac{\sigma^*}{p_0}$.

Из формулы (XV.11) находим толщину

$$h = \sqrt[3]{\frac{p}{\omega_0} \cdot \frac{R^4}{E} \cdot \frac{\zeta_0}{p_0}}$$

для каждого значения $\frac{H}{h}$.

Зная безразмерные напряжения $\frac{\sigma^*}{p_0}$, по формуле (XV.12) вычисляем эквивалентные напряжения в опасной точке:

$$(\sigma_{экв})_{\max} = \frac{\sigma^*}{p_0} \cdot \frac{pR^2}{h^2}.$$

Результаты вычислений приведены в табл. XV.4.

Таблица XV.4

Числовые данные к примеру расчета мембран

$\frac{H}{h}$	$\frac{p_0}{\zeta_0}$	$\frac{\sigma^*}{p_0}$	h в *мм*	H в *мм*	$\frac{R}{h}$	$(\sigma_{экв})_{\max}$ в *кг/мм*^{2}	p_0	γ %
4	40	0,200	0,214	0,856	117	21,8	147	0,6
5	55	0,170	0,193	0,963	130	23,0	228	1,5
6	72,5	0,147	0,176	1,05	142	23,8	328	1
8	115	0,115	0,150	1,21	166	23,3	604	0,3
10	165	0,096	0,133	1,34	187	26,9	980	—0,1
12	223	0,084	0,121	1,45	208	28,9	1480	—0,3

Нелинейность упругой характеристики можно оценить по рис. XV.23, где приведены кривые нелинейности для мембран неравномерного профиля при $\eta = 1,2$ в зависимости от безразмерного давления $p_0 = \frac{pR^4}{Eh^4}$. График нелинейности для мембран периодического профиля приведен в работе [4]. Подсчитывая для спроектированного ряда мембран параметр p_0, находим по рис. XV.23 величину нелинейности γ.

Полученный ряд мембран удовлетворяет заданным требованиям по жесткости и габаритам. Наименьшие рабочие напряжения $(\sigma_{экв})_{\max} = 21,8$ *кгс/мм*^{2} возникают в мембране с относительной глубиной $\frac{H}{h} = 4$, ее нелинейность $\gamma = 0,6\%$ также удовлетворяет заданным требованиям.

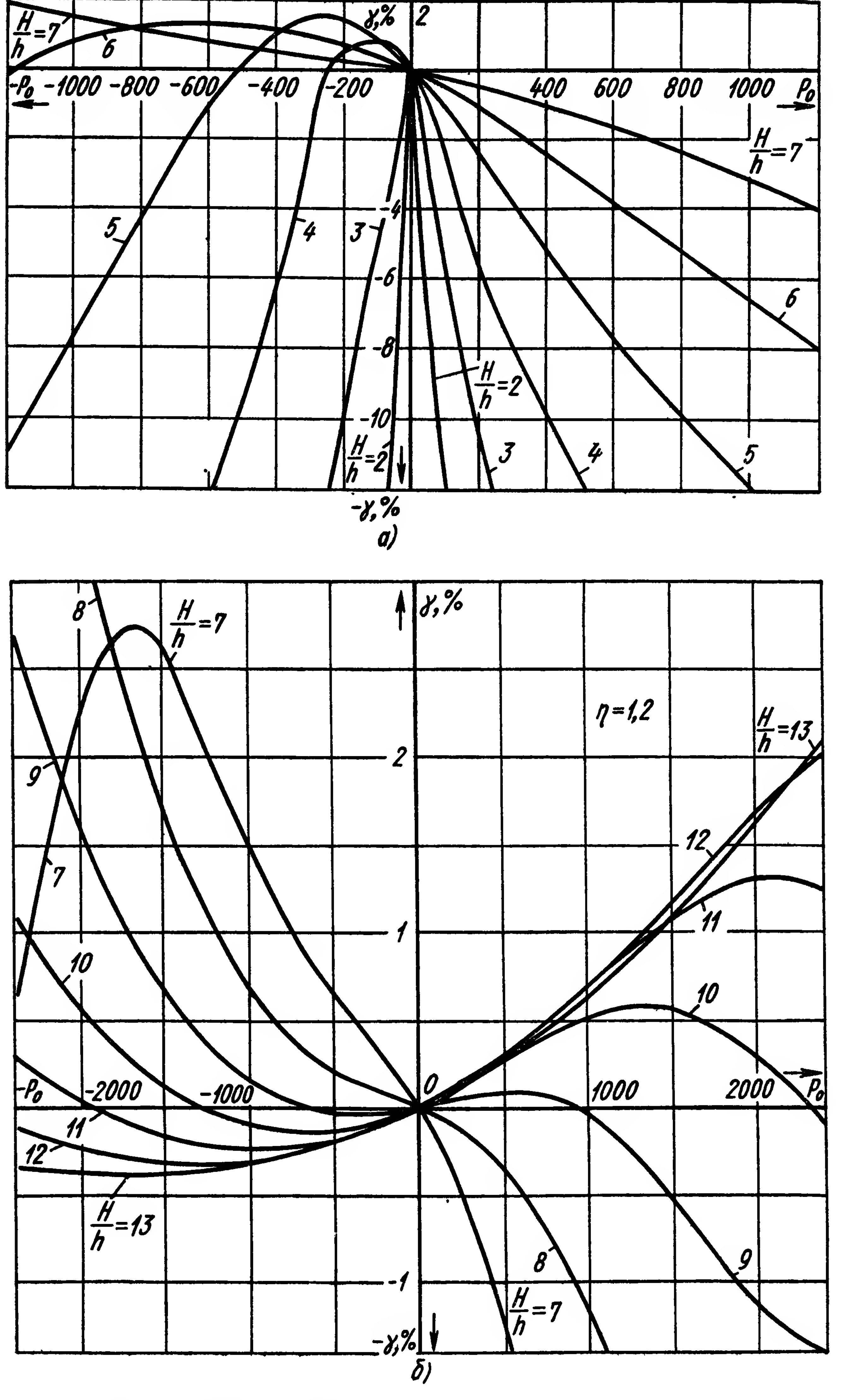


Рис. XV.23. Кривые нелинейности $\gamma = f(p_0)$:

a — при $\frac{H}{h} = 2 \div 7$; $б$ — при $\frac{H}{h} = 7 \div 13$

Коэффициент запаса

$$n_T = \frac{\sigma_T}{(\sigma_{экв})_{\max}} = 2{,}3 > 2.$$

Реальный чувствительный элемент никогда не совпадает полностью с расчетной схемой, поэтому необходима экспериментальная проверка полученных результатов и соответствующая корректировка геометрии чувствительного элемента.

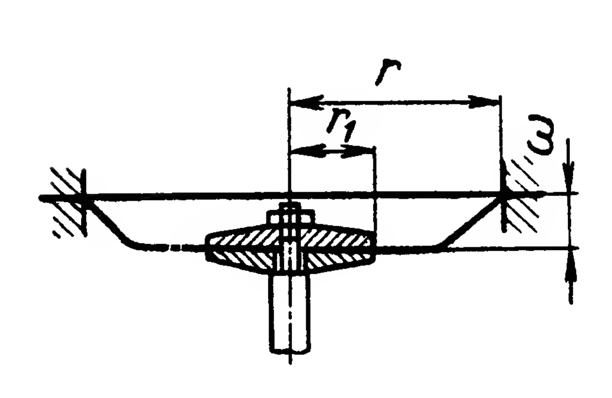


Рис. XV.24. Гибкая мембрана:

r — внешний радиус; r_1 — радиус жесткого центра; ω — прогиб

Гибкие диафрагмы *. Расчет гибких диафрагм (рис. XV.24) сводится к определению зависимости прогиба ω диафрагмы от силы P и давления p. Здесь мы приводим только основные результаты исследований для случая, когда коэффициент Пуассона диафрагмы $\mu = 0{,}5$ (резина), а начальное установочное расслабление диафрагмы отсутствует.

В этом случае работа диафрагмы описывается уравнениями:

$$\left.\begin{aligned} \frac{pr^4}{Eh^4} &= \left(\frac{\omega}{h}\right)^3 \zeta_3 + \left(\frac{\omega}{h}\right)^3 c\zeta_2 + \left(\frac{\omega}{h}\right) c^2\zeta_1 + c_3\zeta_0; \\ \frac{Pr}{\pi Eh} &= \left(\frac{\omega}{h}\right)^2 \bar{\zeta}_3 + \left(\frac{\omega}{h}\right)^2 c\bar{\zeta}_2 + \left(\frac{\omega}{h}\right) c^2\bar{\zeta}_1 + c_3\bar{\zeta}_0, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XV.13)}$$

где c — некоторый параметр, связывающий давление p с силой P;
r — внешний радиус диафрагмы;
h — толщина диафрагмы;
E — модуль упругости материала.

Коэффициенты ζ_i и $\bar{\zeta}_i$ зависят от отношения внутреннего радиуса к внешнему.

$$\zeta_3 = -\frac{12}{(1-\alpha)^6} J_1; \quad \zeta_2 = \frac{12}{(1-\alpha)^5}\left[-\frac{3}{2}(1+\alpha) J_1 + J_2\right];$$

$$\bar{\zeta}_1 = \frac{12}{(1-\alpha)^4}\left[-\frac{3}{4}(1+\alpha)^2 J_1 + (1+\alpha) J_2 - J_3\right];$$

$$\bar{\zeta}_0 = \frac{12}{(1-\alpha)^3}\left[-\frac{1}{8}(1+\alpha)^3 J_1 + \frac{1}{4}(1+\alpha)^2 J_2 - \frac{1}{2}(1+\alpha) J_3 + J_4\right];$$

$$\bar{\zeta}_3 = \frac{-2}{(1-\alpha)^6 \bar{J}_1}; \quad \bar{\zeta}_2 = \frac{2}{(1-\alpha)^5}\left[-\frac{3}{2}(1-\alpha)\bar{J}_1 + \bar{J}_2\right];$$

$$\bar{\zeta}_1 = \frac{2}{(1-\alpha)^4}\left[-\frac{3}{4}(1+\alpha)^2 \bar{J}_1 + (1+\alpha)\bar{J}_2 - \bar{J}_3\right];$$

$$\bar{\zeta}_0 = \frac{2}{(1-\alpha)^3}\left[-\frac{1}{8}(1+\alpha)^3 \bar{J}_1 + \frac{1}{4}(1+\alpha)^2 \bar{J}_2 - \frac{1}{2}(1+\alpha)\bar{J}_3 + \bar{J}_4\right],$$

---

* Данная часть параграфа (до конца) написана Г. М. Улановым.

причем

$$J_n = \frac{2}{1+\alpha} R_n - \bar{R}_n; \quad \bar{J}_n = 4\frac{1-\alpha^3}{1-\alpha^2} R_н - 3(1+\alpha^2)\bar{R}_n;$$

$$R_1 = \frac{1}{6}\frac{\alpha^2 \ln \alpha}{1+\alpha} - \frac{7}{36}(1-\alpha^3);$$

$$R_1 = -\frac{11}{192}(1-\alpha^4) + \frac{5}{48}\alpha^2 \ln \alpha - \frac{1}{3}\frac{1}{1-\alpha^2}[(1-\alpha^3)^2 + \alpha^2(1-\alpha)^2];$$

$$R_3 = \frac{1}{8}\left[\frac{11}{5}(1-\alpha^5) + 5\alpha^2(1-\alpha)\right];$$

$$R_4 = \frac{1-\alpha^6}{96} - \frac{5}{64}(1-\alpha^4)(1+\alpha^2) - \frac{5}{96}\alpha^2(1-\alpha^2);$$

$$\bar{R}_1 = -\frac{5}{16}(1-\alpha^2) - \frac{\alpha^2 \ln^2 \alpha}{12(1-\alpha^2)};$$

$$\bar{R}_2 = 3R_1; \quad \bar{R}_3 = R_2; \quad \bar{R}_4 = \frac{1}{3}R_3.$$

Хлопающие мембраны. Сферический тонкостенный купол, высота которого невелика, выполненный из материала с высоким пределом упругости, известен в приборостроении под названием хло-

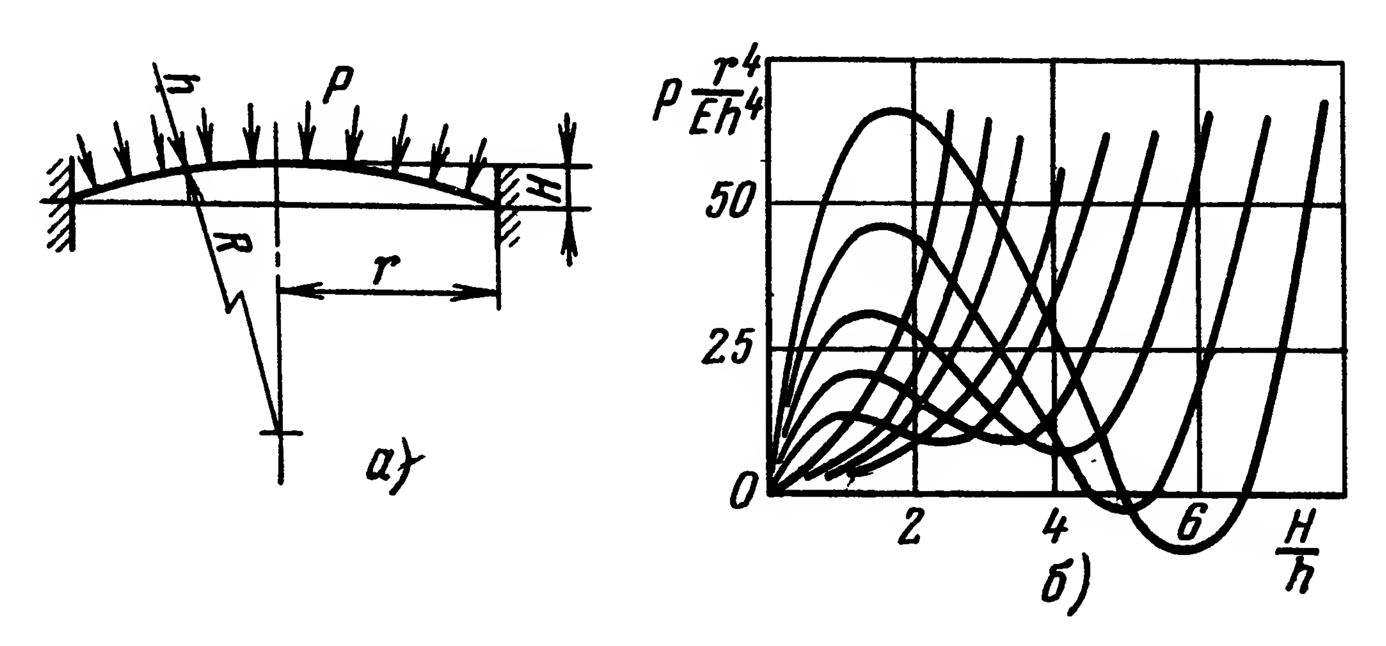


Рис. XV.25. Хлопающая мембрана:

а — схема мембраны; *h* — толщина стенки; *H* — прогиб; *p* — нагрузка; *r* — внешний радиус мембраны; *R* — радиус кривизны; *б* — ее характеристики

пающей мембраны (рис. XV.25). При воздействии давления на выпуклую сторону мембраны последняя при определенных условиях теряет устойчивость и мгновенно (хлопком) меняет свой прогиб. Хлопающие мембраны используются, в частности, в качестве пневматических реле, реагирующих на определенный перепад давления.

Зависимость между прогибом хлопающей мембраны и давлением, действующим с выпуклой стороны, определяется по формуле

$$\frac{pr^4}{Eh^4} = \left(4{,}88\frac{H^2}{h^2} + 5{,}86\right)\frac{\omega}{h} - 7{,}72\frac{H}{h}\cdot\frac{\omega^2}{h^2} + 2{,}76\frac{\omega^3}{h^3},$$

где h — толщина мембраны;

H — высота мембраны (рис. XV.25).

На рис. XV.25, *б* приведены характеристики хлопающей мембраны при различных значениях $\frac{H}{h}$. При $H = 0$ получим монотонно возрастающую характеристику плоской мембраны. В результате увеличения высоты возрастает начальная жесткость и нарушается монотонность хода кривой. При некотором значении $\frac{H}{h}$ (в рассматриваемом случае $\frac{H}{h} \approx 1{,}5$) на характеристике мембраны появляется участок с отрицательной производной, расположенный между двумя экстремальными точками. Этот участок можно назвать участком отрицательной жесткости, поскольку прогиб в данном случае возрастает при уменьшении нагрузки. Такой режим работы мембраны является неустойчивым, а давление, соответствующее экстремальным точкам, будет критическим для данной мембраны. После достижения давлением первого экстремума мембрана, минуя неустойчивый участок, мгновенно изменяет свой прогиб, и дальнейшая работа ведется на правой устойчивой возрастающей ветви характеристики. При разгрузке мембраны происходит обратное скачкообразное изменение прогиба, соответствующее второму критическому давлению.

Дальнейшее увеличение высоты мембраны H приводит к еще большему искривлению характеристики, и при некотором значении H эта характеристика пересекает ось абсцисс. При давлении $p = 0$ мембрана в этом случае характеризуется тремя формами равновесия, из которых две устойчивы, а третья (промежуточная) неустойчива. Такая мембрана после прогиба и разгрузки не возвращается в начальное положение и сохраняет упругий прогиб, соответствующий крайней правой точке пересечения кривой с осью абсцисс. Для приведения мембраны в начальное положение необходимо приложить к ней нагрузку обратного знака, которая снимается после возвращения мембраны на первый восходящий участок кривой.

3. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Для упругих чувствительных элементов (мембран, сильфонов и др.) при измерении давлений жидкостей уравнения динамики могут быть определены следующим образом (рис. XV.26, *а, б*). Учитывая, что жидкость практически несжимаема, можно написать в первом приближении [15]:

$$m_{пр} \frac{1}{q_э} \cdot \frac{d^2x}{dt^2} + r \frac{dx}{dt} = p - p', \qquad \text{(XV.14)}$$

где p, p' — давления;

$m_{пр}$ — масса жидкости, приведенная к сильфону;

x — перемещение дна сильфона;

$q_э$ — эффективная площадь сильфона;

r — коэффициент вязкого трения на единицу площади дна сильфона.

Затем определим отношение упругости пружины c к ее эффективной площади:

$$\frac{c}{q_э} x = p'. \qquad (XV.15)$$

Подставляя выражение (XV.15) в уравнение (XV.14), получим:

$$\frac{m_{np}}{q_э} \frac{d^2x}{dt^2} + r\frac{dx}{dt} + \frac{c}{q_э} x = p. \qquad (XV.16)$$

Передаточная функция подобного элемента на основании уравнения (XV.16) будет

$$W(s) = \frac{1}{\frac{m_{np}}{q_э} s^2 + rs + \frac{c}{q_э}} = \frac{K}{T^2s^2 + 2\xi Ts + 1}, \qquad (XV.17)$$

где

$$T^2 = \frac{m_{np}}{c}; \quad \xi = \frac{rq_э}{2\sqrt{mc}}; \quad r = \frac{p_0 q_э}{x_{\max} c}.$$

При уменьшении диаметра импульсных трубок коэффициент ξ вследствие увеличения коэффициента r растет значительно быстрее,

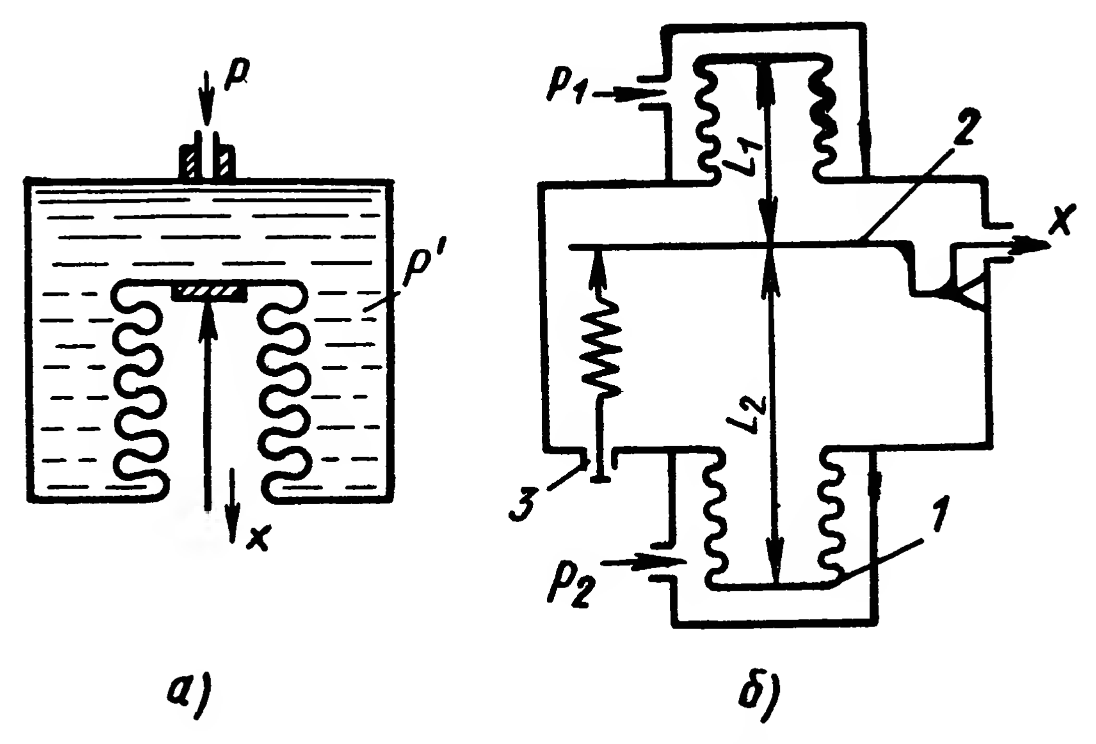


Рис. XV.26. Мембранные преобразователи:

а — с гармониковой мембраной; *б* — дифференциальный преобразователь с двумя сильфонами: *1* — сильфоны; *2* — рычаг; *3* — задатчик

чем постоянная времени T. Поэтому уравнение (XV.16) можно приближенно записать в виде

$$r\frac{dx}{dt} + \frac{c}{q_э} x = p.$$

Соответственно, передаточная функция

$$W_1(s) = \frac{r_1}{T_1 s + 1},$$

где

$$T_1 = \frac{rq_э}{c} \text{ и } r_1 = r.$$

При измерении давления газов уравнение динамики чувствительного элемента следует выводить иначе. В этом случае в уравнении движения элемента массой газа можно пренебречь:

$$r\frac{dx}{dt} = p - p'. \qquad (XV.18)$$

Однако масса подвижных частей, приведенная к чувствительному элементу, при измерении давления газов оказывает влияние на переходной процесс:

$$m\frac{d^2x}{dt^2} = p'q_э - cx. \qquad (XV.19)$$

Решая совместно уравнения (XV.18) и (XV.19), получим

$$\frac{m}{q_э}\cdot\frac{d^2x}{dt^2} + r\frac{dx}{dt} + \frac{c}{q_э}x = p,$$

где m — приведенная масса подвижных частей.

Передаточная функция элемента имеет тот же вид, что и выражение (XV.17), но

$$T^2 = \frac{m}{c}$$

и

$$\xi = \frac{rq_э}{2}\sqrt{\frac{1}{mc}};\quad k = \frac{q_э p_0}{cx_{max}}.$$

Аналогично могут быть получены уравнения динамики для чувствительных элементов с трубчатыми пружинами. Однако, если для мембран и сильфонов вследствие большого объема чувствительного элемента $\xi > 1$, то для трубчатых пружин обычно $\xi < 1$. В измерительных устройствах иногда для увеличения ξ перед чувствительным элементом ставят дополнительное гидравлическое сопротивление, которое, однако, уменьшает полосу пропускания чувствительного элемента. Следует отметить, что вычисление коэффициентов дифференциальных уравнений в данном случае представляет значительные трудности. Поэтому предпочтительнее пользоваться экспериментально снятыми переходными функциями и частотными характеристиками измерителей с упругими чувствительными элементами.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Агейкин Д. И., Костина Е. Н., Кузнецова Н. Н.** Датчики контроля и регулирования. Справочные материалы. М., изд-во «Машиностроение», 1965, 928 с.

2. **Аксельрад Э. Л.** Периодические решения осесимметричной задачи теории оболочек. — «Инженерный Журнал. Механика Твердого Тела», 1966, № 2.

3. **Андреева Л. Е., Богданова Ю. А.**, Методы проектирования мембранных упругих элементов. ЦНИИИ и ТЭИП, М., 1972, 38 с.

4. **Андреева Л. Е.** Методика проектирования гофрированных мембран. — «Приборы и системы управления», 1969, № 9.

5. **Андреева Л. Е.** Упругие элементы приборов. М., Машгиз, 1962, 455 с.

6. **Андреева Л. Е., Горячева Л. Н.** Уточненный расчет жесткости и напряжений в сильфоне. В сб. «Расчеты на прочность», М., Машгиз, 1969.

7. **Андреева Л. Е.** Численное решение задачи о больших прогибах гофрированной мембраны. «Инженерный журнал. Механика твердого тела», 1967, № 3.

8. **Васильев Б. Н.** Напряженно-деформированное состояние манометрической трубки. «Известия Академии Наук. Механика», 1965.

9. **Гусев Е. Д.** «К вопросу расчета некоторых параметров струнных датчиков», «Приборостроение», 1965, № 4.

10. **Дорожиев Д. Д., Плискин Ю. С. и др.** Методы линеаризации характеристик вибрационно-частотных датчиков, сб. «Регистрирующая аппаратура для вибрационно-частотных датчиков», ч. I. Под ред. Ю. С. Плискина, изд-во ОНТИПрибор, 1967.

11. **Кондрашков Г. А.** Оценка линейности структурных измерительных приборов с квадратичными преобразователями. «Известия ВУЗов, Приборостроение», 1964, Т. VII, № 1.

12. **Милохин Н. Т.** Частотные датчики систем автоконтроля и управления. М., изд-во «Энергия», 1968, 128 с.

13. **Морз Ф.** Колебания и звук. М. — Л., Гостехиздат, 1949, 496 с.

14. **Пивоваров Ю. И., Цодиков Ю. М.** Струнный частотный датчик для телеизмерения. — «Автоматика и телемеханика», 1961, № 4.

15. **Основы** автоматического регулирования. Под ред. В. В. Солодовникова. М., Машгиз, 1959, Т. II, ч. I, с. 47—60.

16. **Рахштадт А. Г.** Пружинные стали и сплавы. М., изд-во «Металлургия», 1971, 496 с.

17. **Савкин Н. М.** К расчету сильфонов, нагруженных давлением. «Известия Высших Учебных Заведений. Приборостроение», 1969, Т. XII, № 4.

18. **Феодосьев В. И.** Упругие элементы точного приборостроения. М., Оборонгиз, 1949, 342 с.

19. **Шумский М. П.** Расчет пружин Бурдона. «Известия Томского политехнического института». 1966, т. 140.

20. **Цодиков Ю. М.** Исследование струнного автогенератора, — «Автоматика и телемеханика», 1965, № 3.

ГЛАВА XVI

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЛИНЕЙНЫХ И УГЛОВЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

Преобразующие устройства линейных и угловых перемещений осуществляют преобразование этих функций в выходные электрические сигналы (немодулированные или модулированные), связанные определенной функциональной зависимостью с соответствующими входными величинами.

Преобразователи линейных и угловых перемещений применяются для согласования устройств, различающихся по виду энергии на их выходе и входе. Например, для согласования выхода скоростного гироскопа со входом суммирующего усилителя, входящими в состав автоматической системы пространственной стабилизации самолета, применяется потенциометрический преобразователь. В этом случае измерительным устройством является скоростной гироскоп, угол отклонения рамки которого пропорционален угловой скорости объекта относительно измерительной оси.

В общем случае преобразователь линейных или угловых перемещений, наряду с преобразованием сигналов, может непосредственно выполнять функции соответствующего измерительного устройства. Так, например, в позиционной следящей системе, выходной регулируемой величиной которой является угол $\alpha_{вых}$, пара сельсинов (задающий и сельсин-трансформатор) одновременно является измерительным и преобразующим устройством.

Ниже рассматриваются электроконтактные, потенциометрические индукционные, индуктивные, емкостные, фотоэлектрические, электронные электролитические и болометрические преобразователи линейных и угловых перемещений.

1. ЭЛЕКТРОКОНТАКТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

В электроконтактных преобразователях замыкание электрических контактов происходит в момент достижения изменяющейся линейной величиной (перемещением) определенного значения. В результате замыкания контактов сопротивление электрической цепи изменяется от бесконечности до малой конечной величины. По количеству последовательно замыкаемых контактов электроконтактные преобразователи подразделяются на одноконтактные, двухконтактные и многоконтактные (рис. XVI.1). Одноконтактные исполь-

зуются в тех случаях, когда, например, размер контролируемого изделия достаточно сравнить с одним из предельных размеров. В связи с этим одноконтактные преобразователи называют также однопредельными. Соответственно двухконтактные преобразователи, используемые при необходимости сравнения размера контролируемого изделия с двумя предельными размерами, называют двухпредельными. По воздействию на электрическую схему различают преобразователи, работающие на замыкание контактов (см. рис. XVI.1) и преобразователи, работающие на размыкание контактов (рис. XVI.2).

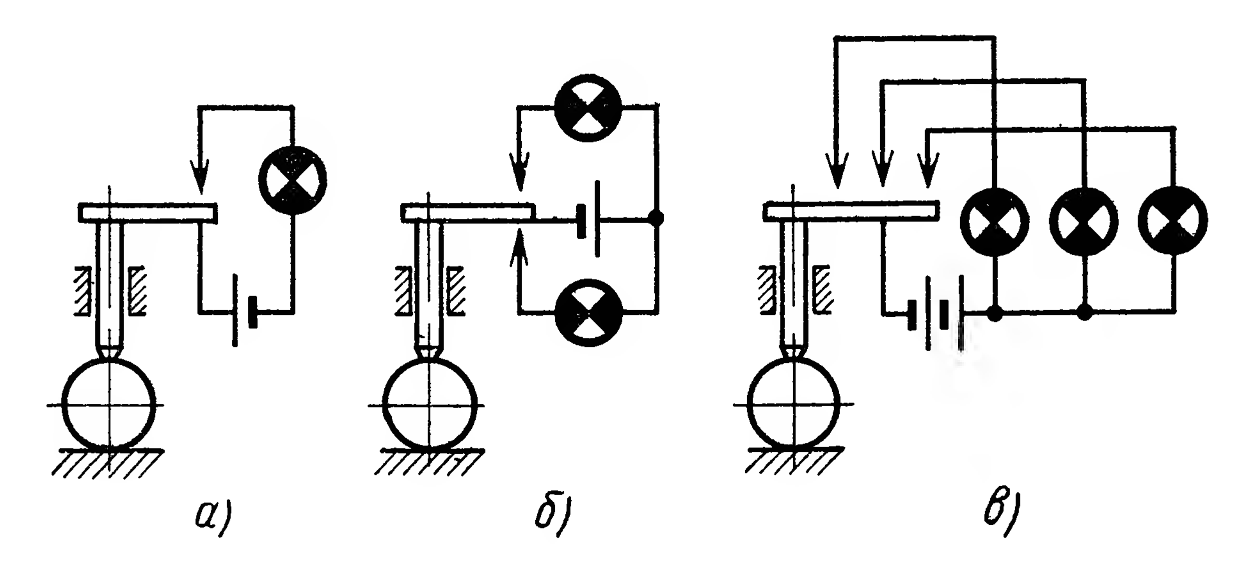


Рис. XVI.1. Принципиальные схемы электроконтактных преобразователей, работающих на замыкание:

а — одноконтактный; *б* — двухконтактный; *в* — многоконтактный

Двухконтактные и многоконтактные преобразователи широко используются в автоматических устройствах активного контроля и в контрольно-сортировочных автоматах для рассортировки деталей по размерам на три и более групп [14]. В общем случае электроконтактный преобразователь состоит из измерительного стержня, воспринимающего подлежащее регулированию перемещение, механизма преобразования и электрических контактных пар. Измерительный стержень соприкасается с контролируемой деталью через сменный измерительный наконечник.

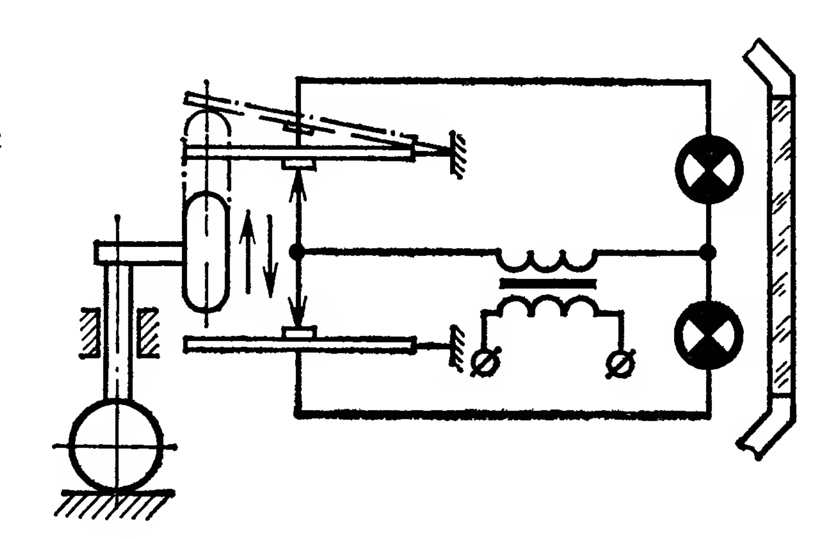


Рис. XVI.2. Схема электроконтактного устройства, работающего на размыкание контактов

Первый контакт пары в период работы преобразователя неподвижен. Второй контакт перемещается на величину, зависящую от перемещения измерительного стержня и чувствительности механизма преобразования. Неподвижный контакт смещают в процессе настройки преобразователя на величину, соответствующую одному из предельных значений проверяемого размера. Этот контакт называется также настроечным.

Механизмы, преобразующие изменение контролируемых размеров в замыкание или размыкание контактов, могут быть механическими, жидкостными, пневматическими и др. Механические электроконтактные преобразователи в зависимости от вида механизма преобразования подразделяются на безрычажные, рычажные и рычажно-пружинные. Схемы этих преобразователей даны на рис. XVI.3.

В безрычажном преобразователе (рис. XVI.3, *а*) подвижный контакт *2* закреплен непосредственно на измерительном стержне *1*. Подвижный контакт *2* перемещается на ту же величину, что и измерительный стержень. Чувствительность (передаточное отно-

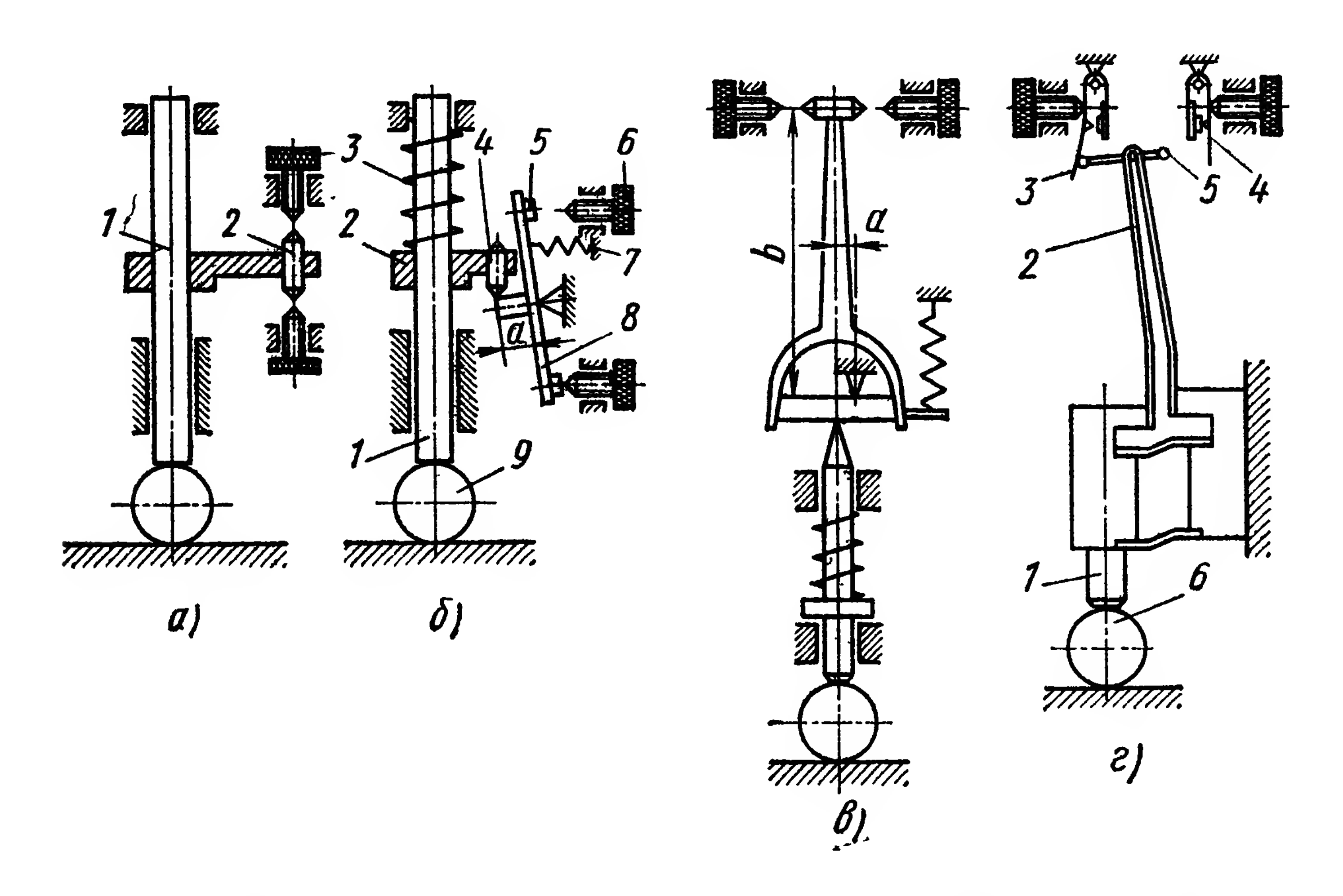


Рис. XVI.3. Схемы электроконтактных преобразователей:

а — безрычажный; *б*, *в* — рычажно-чувствительные; *г* — рычажно-пружинный

шение) механизма преобразования равна 1. Рычажные и рычажно-пружинные устройства в механизмах преобразования предназначаются для увеличения перемещения подвижного контакта по сравнению с перемещением измерительного стержня, т. е. для повышения их чувствительности.

На рис. XVI.3, *б* показана схема преобразователя с одним неравноплечим рычагом. При перемещении измерительного стержня *1*, опирающегося на деталь *9*, поворачивается неравноплечий рычаг *8*. На концах рычага установлены контакты *5*, замыкающиеся с настроечными контактами *6*. Пружина *7* прижимает короткое плечо рычага к штифту *4*, запрессованному в хомут *2*, пружина *3* создает измерительное усилие. Такие датчики имеют чувствительность (передаточное отношение) от 3 до 10.

На рис. XVI.3, *в* дана схема рычажного преобразователя для чувствительности (передаточных отношений) от 20 до 30. Увеличение чувствительности достигается за счет уменьшения малого плеча *a*.

В рычажно-пружинных преобразователях (рис. XVI.3, *г*) преобразующий механизм имеет упругие плоские или скрученные пружины. При перемещении измерительного стержня *1*, опирающегося на деталь *6*, изгибаются плоские пружины *2*, скрепленные вверху. Установленный в месте соединения пружин стержень *5* также будет смещаться, разъединяя контакты *3* или контакты *4*. Рычажно-пружинные механизмы преобразования имеют чувствительность порядка 100:1. В преобразователях, применяемых для измерения размеров деталей путем сопоставления их с рядом предельных значений, имеется жесткая связь между перемещением измерительного стержня и перемещением подвижных контактов. Для контроля отклонений формы и взаимного расположения поверхностей применяют так называемые амплитудные электроконтактные преобразователи. В этом случае осуществляется фрикционная связь между перемещением измерительного стержня и перемещением подвижного контакта. С помощью амплитудных преобразователей контролируется величина колебания измеряемого размера независимо от его номинального значения.

На рис. XVI.4 приведена одна из конструкций двухпредельного универсального преобразователя. Корпус преобразователя имеет плоскую прямоугольную форму. Он состоит из металлической скобы *1* и замыкающей планки *10*, на которой закреплены преобразующий (передаточный) механизм и настроечные винты *13* с электрическими контактами на концах. Измерительный стержень *2*, имеющий цилиндрическую форму, перемещается во втулках, установленных в корпусе. На конце измерительного стержня закрепляется съемный измерительный наконечник *9*. Сверху в корпусе предусмотрено отверстие для установки отсчетной головки (см. рис. XVI.4, *а*), используемой при настройке преобразователя и для контроля его работы. Гайка микропередачи *8* служит для перемещения измерительного стержня при настройке преобразователя с использованием отсчетной головки. Пружина *6* предназначается для создания измерительного усилия. Рычаг *3* механизма преобразования с электрическими контактами на концах присоединен к планке *10* корпуса с помощью крестообразного пружинного шарнира и колодки *12*. В рычаг *3* запрессован цилиндрический корундовый штифт *5*, который прижат снизу под действием пружин шарнира к контактной плоскости хомутика *4*. В этом случае возможные удары, воспринимаемые измерительным стержнем, не будут передаваться на механизм преобразования. Для уменьшения износа конец хомутика *4* выполнен из твердого сплава. Расстояние от корундового штифта до пересечения плоских пружин крестообразного шарнира является малым плечом рычага. Применение пружинных шарниров характерно для измерительных головок и преобразователей малых линейных перемещений. Пружинные направляющие применяют для небольших продольных перемещений и поворотов. Их преимуществом является отсутствие механического трения и зазоров, имеющихся в обычных направляющих и шарнирах. В связи с этим обеспечи-

вается высокая стабильность измерений, возможность получения измерительного усилия за счет упругих сил самих направляющих. Нижний электрический контакт присоединен к рычагу с помощью плоской пружины 7. Такое устройство допускает дальнейшее смещение измерительного стержня вниз после замыкания этого контакта и возможность снятия с отсчетной головки отклонений, превышающих значение, на которое настроен соответствующий настроечный

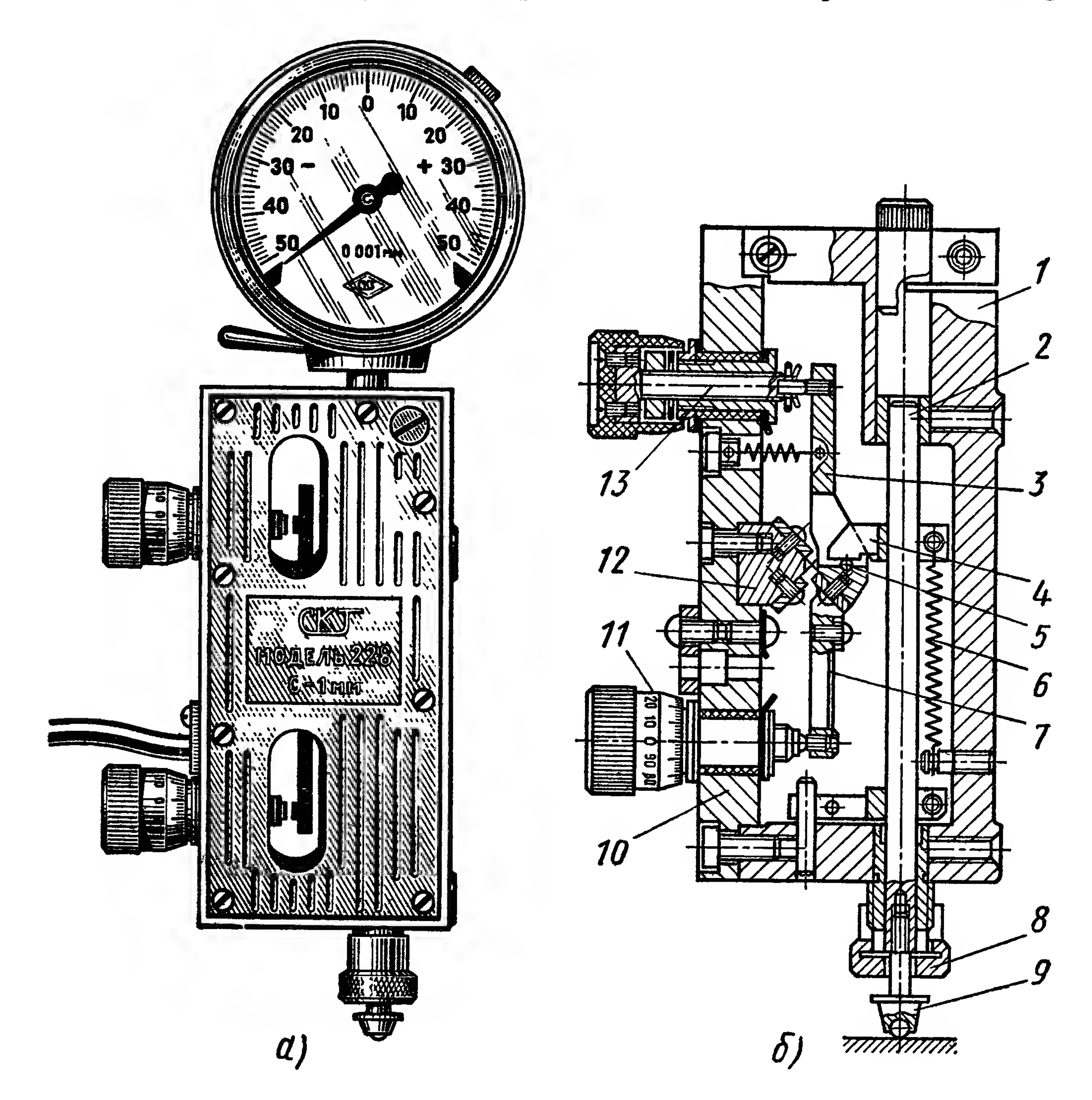


Рис. XVI.4. Конструкция электроконтактного двухпредельного преобразователя:

а — внешний вид; *б* — конструкция

контакт преобразователя. Верхний электрический контакт непосредственно закреплен в верхнем конце рычага, так что его соприкосновение с неподвижным контактом не препятствует перемещению измерительного стержня вверх. Расстояние от подвижных электрических контактов до пружинного шарнира равно большому плечу рычага. Неподвижные электрические контакты запрессованы в торцы настроечных винтов *13*, снабженных отсчетными барабанчиками *11*.

Для обеспечения более точного регулирования положения неподвижных электрических контактов применяют дифференциальные настроечные винты (рис. XVI.5). Настроечный винт *1* имеет две нарезки с шагом S_1 и с шагом S_2. При повороте винта *1* на один

оборот он сместится в осевом направлении на S_2, а втулка *2*, которая движется только поступательно по второй резьбе винта, сместится в обратном направлении на величину шага S_1. В результате этого смещение контакта *3* за один оборот винта будет равно разности шагов S_1 и S_2. Принимая $S_1 = 0{,}5$ *мм*, $S_2 = 0{,}45$ *мм*, получим $S_1 - S_2 = 0{,}05$ *мм*. Если шкала барабанчика настроечного винта имеет 50 делений, то цена деления шкалы будет равна 0,001 *мм*.

На рис. XVI.6 показана конструкция амплитудного преобразователя, который отличается от уже рассмотренного только устройством механизма преобразования, обеспечивающим фрикционную связь между измерительным стержнем и рычагом с электрическими подвижными контактами.

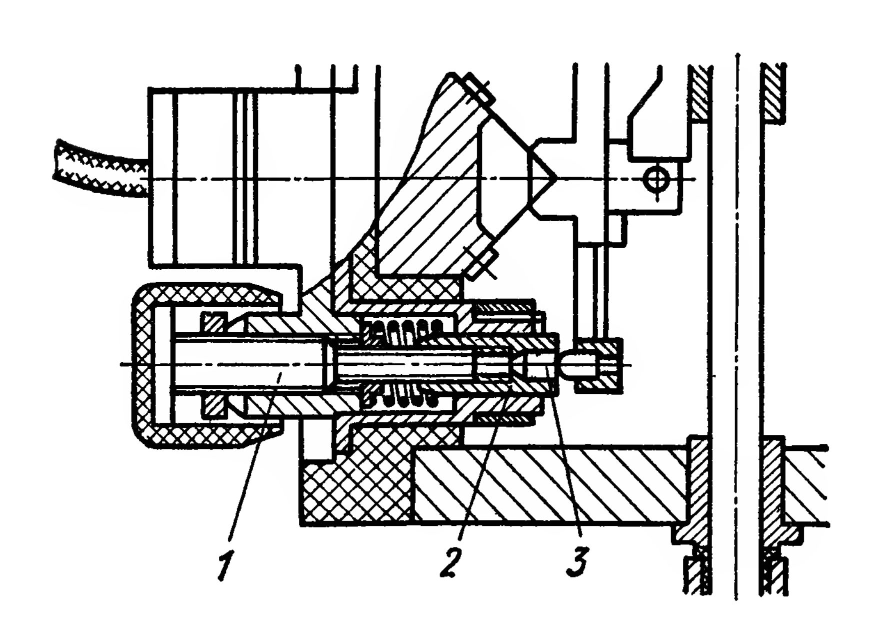


Рис. XVI.5. Конструкция дифференциального настроечного винта

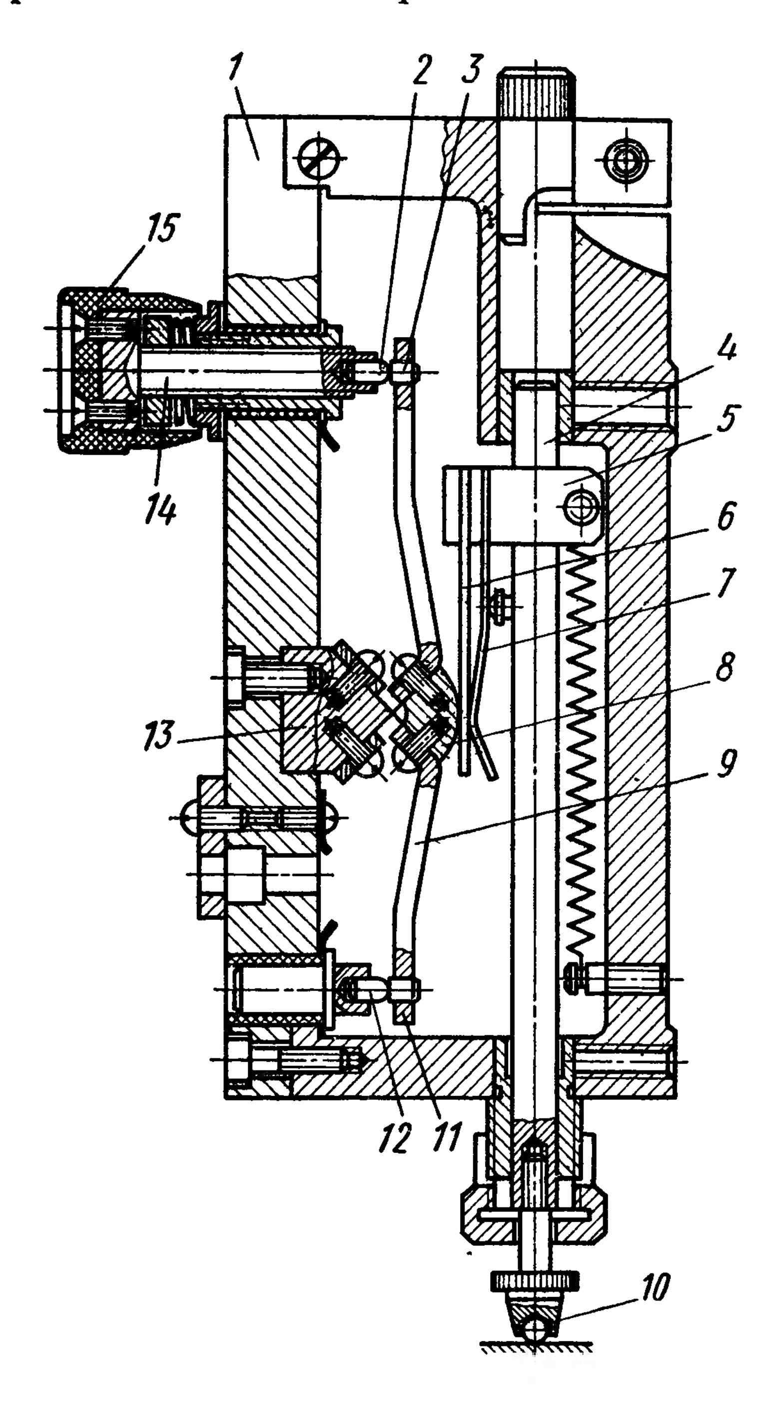


Рис. XVI.6. Конструкция амплитудного преобразователя

К колодке *13* с помощью крестообразного пружинного шарнира подвешен передаточный рычаг *9* с электрическими контактами *3* и *11*. На рычаге закреплен сектор *8*. К сектору с помощью пружины *7* прижата фрикционная планка *6* из текстолита. Пружина *7* и планка *6* закреплены в верхней части измерительного стержня *4* на хомутике *5*. В нижней части стержня закреплен шарик *10*. На планке *1* корпуса закреплены неподвижные электрические контакты *2* и *12*. Верхний контакт *2* является регулируемым. Он запрессован в торец настроечного винта *14*, снабженного отсчетным барабанчиком *15*. Принцип работы амплитудного преобразователя заключается в следующем. Подлежащее преобразованию колебание перемещения объекта воспринимается измерительным стержнем *4*. Перемещение измерительного стержня с помощью планки *6* фрикционно передается сектору *8*, благодаря чему происходит поворот рычага *9* до момента замыка-

ния верхней или нижней пары контактов (*2* и *3* или *11* и *12*). Поворот рычага прекращается в момент, когда его контакт упрется в один из неподвижных контактов. Благодаря фрикционному соединению, допускающему проскальзывание в паре сектор — планка, измерительный стержень продолжает перемещаться в том же направлении до тех пор, пока преобразуемое перемещение не достигнет экстремального (наибольшего или наименьшего) значения.

После этого измерительный шток начинает смещаться в противоположном направлении, поворачивая в обратную сторону сектор *8* вместе с рычагом. С этого момента начинается проверка преобразователем величины колебания измеряемого перемещения. Замыкание контакта рычага со вторым неподвижным контактом зависит от величины изменения проверяемого размера, т. е. от второго экстремального значения. Соответствующей настройкой регулируемого неподвижного контакта можно получить замыкание контактов при обратном повороте рычага, если диапазон изменения проверяемой величины выходит за допустимые пределы.

На рис. XVI.7 показана конструкция трехконтактного преобразователя. Известны конструкции многоконтактных преобразователей [14]. Основные технические и точностные характеристики некоторых промышленных электроконтактных преобразователей приведены в табл. XVI.1.

Таблица XVI.1

Характеристики серийно выпускаемых электроконтактных преобразователей

Характеристики	Тип преобразователя*				
	228	229	233	2ЭКШ	3ЭКШ
Число контактных групп	2	3	2	2	2
Пределы измерения в *мм*	0—1	0—1	0—0,4	± 0,25	± 0,05
Свободный ход в *мм*	4	4	2	3	3
Чувствительность преобразующего устройства	5 : 1	5 : 1 7 : 1	5 : 1	100	1000
Цена деления шкалы настроечного барабанчика в *мм*	0,002	0,002	0,001	0,01	0,001
Погрешность срабатывания в *мкм*:					
статическая	0,3	0,3	0,2	0,1	0,2
динамическая	0,3	0,3	0,3	0,4	0,5
Смещение настройки после 25 тыс. измерений в *мкм*	0,8	0,7	0,5	0,8	0,7
Погрешность настройки (статическая) в *мкм*	0,2	0,3	0,2	0,3	0,7
Измерительное усилие в *Н*	5	7	0,6 ÷ 1,2	3	3
Габаритные размеры в *мм*	136×66×21		83×48×16	65×193×109	
Масса в *г*	390	420	190	220	220

* Преобразователи типов 228, 229 и 233 выпускаются заводом «Калибр»; преобразователи 2ЭКШ и 3ЭКШ — заводом «Крин».

Пневмоэлектроконтактные преобразователи линейных величин. Пневмоэлектроконтактными преобразователями называются устройства, в которых изменение давления воздуха, вызванное изменением размеров контролируемых деталей, преобразуется в замыкание или размыкание электрических контактов. Эти преобразователи подразделяются на следующие основные типы: мембранные одно- и двухконтактные, сильфонные двухконтактные с плавающим контактом и сильфонные многоконтактные.

К общим характеристикам рассматриваемых преобразователей относятся рабочее давление подводимого воздуха и время срабатывания. Чтобы уменьшить влияние нестабильности давления подводимого воздуха, пневмоэлектроконтактные мембранные и сильфонные преобразователи основываются на дифференциальном методе измерения. Этот метод измерения поясняет, например, принцип действия дифференциального пневмоэлектроконтактного сильфонного преобразователя, схема которого приведена на рис. XVI.8 [8].

Рис. XVI.7. Конструкция электроконтактного (трехконтактного) преобразователя:

1, 2, 6 — контакты рычага; *3, 5* — плоские пружины; *4* — пружина, издающая измерительное усилие; *7* — рычаг; *8* — пружина рычага

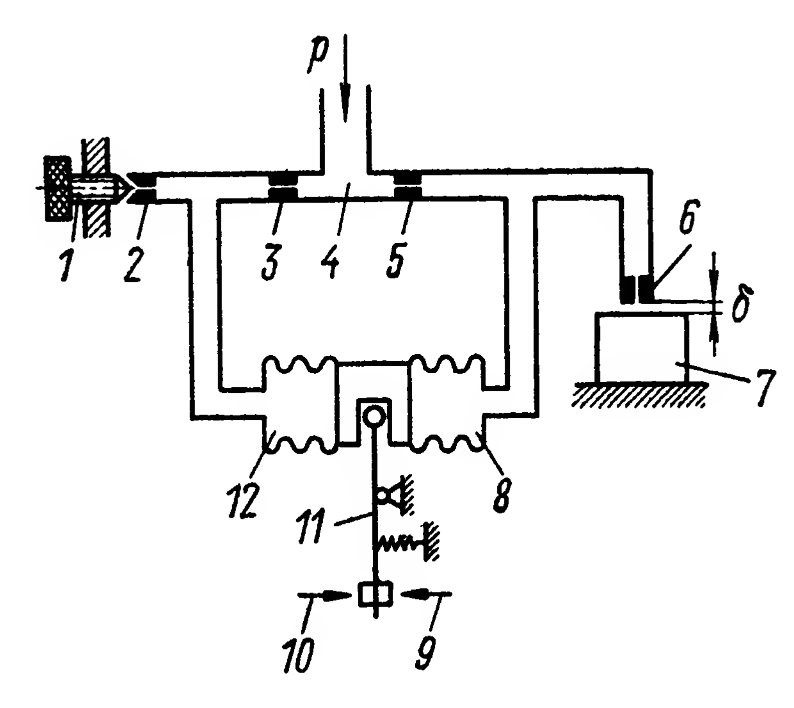


Рис. XVI.8. Схема дифференциального пневмоэлектроконтактного сильфонного преобразователя

Воздух под давлением *P* попадает в камеру *4* и следует из нее по двум направлениям через дросселирующие сопла *3* и *5*. Воздух, прошедший сопло *3*, заполняет камеру *12* сильфона и выходит в атмосферу через регулируемый зазор между соплом *2* и винтом *1*. Воздух, прошедший сопло *5*, заполняет камеру *8* и выходит в атмосферу через измерительное сопло *6*, расположенное над контролируемой деталью *7* с зазором δ. Давление воздуха в камере *8* сильфона зависит от величины зазора δ, т. е. от размера контроли-

руемой детали. При уменьшении зазора давление в камере *8* увеличивается и после того, как оно превысит давление в камере *12*, сильфон сместится влево, повернет рычаг *11* и замкнет контакт *9*. При увеличении зазора δ замкнется контакт *10*.

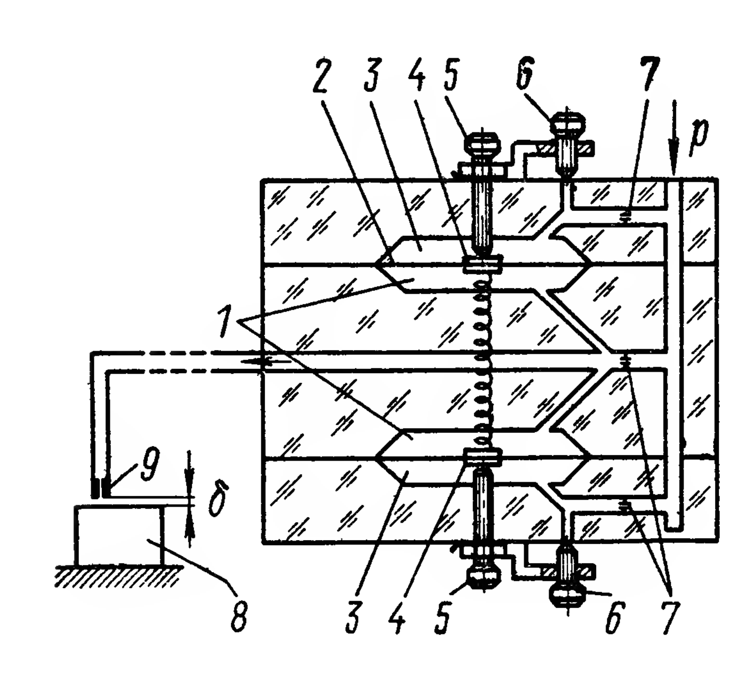


Рис. XVI.9. Конструктивная схема предельного мембранного двухконтактного преобразователя

Таким образом, дифференциальный метод измерения состоит в том, что чувствительный элемент преобразователя (сильфон или мембрана) воспринимает разность давлений воздуха в двух камерах. Колебание давления подводимого воздуха изменяет на одинаковую величину давления воздуха в камерах преобразователя и поэтому не влияет на результат измерения.

На рис. XVI.9 приведена конструктивная схема предельного мембранного двухконтактного преобразователя. Воздух с рабочим давлением $p = 0{,}5 \div 2$ *кГ/см*^{2} через входные сопла *7* попадает в рабочие камеры *1* и *3*, разделенные мембранами *2*, являющимися чувст-

Таблица XVI. 2

Характеристики пневмоэлектроконтактных преобразователей

Характеристики	Тип преобразователя*			
	БВ-Н808	235	236	249
Число контактных групп	1	6	4 (из них 2 амплитудных)	2
Пределы измерения в *мм*	0,05—2	0,5—2	0,5—2	0,5—2
Число делений шкалы	—	80(± 40)	80(± 40)	80(± 40)
Максимальное рабочее давление в *кг/см*^{2}	2	2	2	2
Рабочий ход сильфона (мембраны) в *мм*	2	± 2	±2	± 2
Погрешность срабатывания в *мм вод. ст.*	± 5	± 10	± 10	± 10
Габаритные размеры в *мм*	140×60×84	130×115×112	128×115×112	130×115×112
Масса в *кг*	1,1	1,85	1,80	1,80

* Указанные преобразователи выпускаются заводом «Калибр».

вительными элементами. Давление в рабочих камерах *1* зависит от размера контролируемой детали *8*, над которой расположено измерительное сопло *9*. Давление в камерах *3* регулируется вращением винтов *6*. Как и в рассмотренном ранее сильфонном преобразователе, смещение мембраны и замыкание контактов *4* и *5* зависит от разности давлений в камерах и, следовательно, от размера контролируемой детали.

В табл. XVI.2 даны характеристики пневмоэлектроконтактных преобразователей.

2. ПОТЕНЦИОМЕТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Потенциометрические преобразователи (потенциометры) представляют собой переменные электрические сопротивления, величина которых зависит от положения токосъемного контакта.

Характеристики потенциометров в зависимости от того, включены они в электрическую цепь как реостаты или как делители напряжения, выражаются, соответственно, зависимостями:

$$\left.\begin{array}{l} R = f(x) \\ \text{или} \quad U = f(x), \end{array}\right\} \qquad (XVI.1)$$

где R — выходное сопротивление реостата;

U — выходное напряжение делителя напряжений;

x — перемещение щетки (линейное или угловое).

Характеристики (XVI.1) могут быть линейными и нелинейными. Выходные сигналы линейных потенциометров пропорциональны перемещению токосъемного контакта (щетки):

$$R = R_n\sigma$$

или

$$U = U_n\sigma,$$

где R_n — полное сопротивление потенциометра;

U_n — напряжение, подводимое к потенциометру;

σ — относительное перемещение щетки, равное $\sigma = \frac{x}{x_n}$;

x_n — перемещение щетки, при котором $R = R_n$ или $U = U_n$.

Полное сопротивление линейного потенциометра определяется по формуле

$$R = \frac{\rho l w}{q},$$

где ρ — удельное сопротивление материала проволоки;

l — длина одного витка;

w — общее число витков;

q — площадь поперечного сечения проволоки.

Конструкция потенциометров. По способу выполнения переменного сопротивления потенциометры делятся на потенциометры непрерывной намотки и ламельные.

В потенциометрах непрерывной намотки (рис. XVI.10) переменным сопротивлением служит намотанная в один ряд на каркас

тонкая проволока, непосредственно по зачищенной поверхности которой скользит щетка. Сопротивление таких потенциометров находится в пределах от нескольких десятков *ом* до нескольких десятков *ком*.

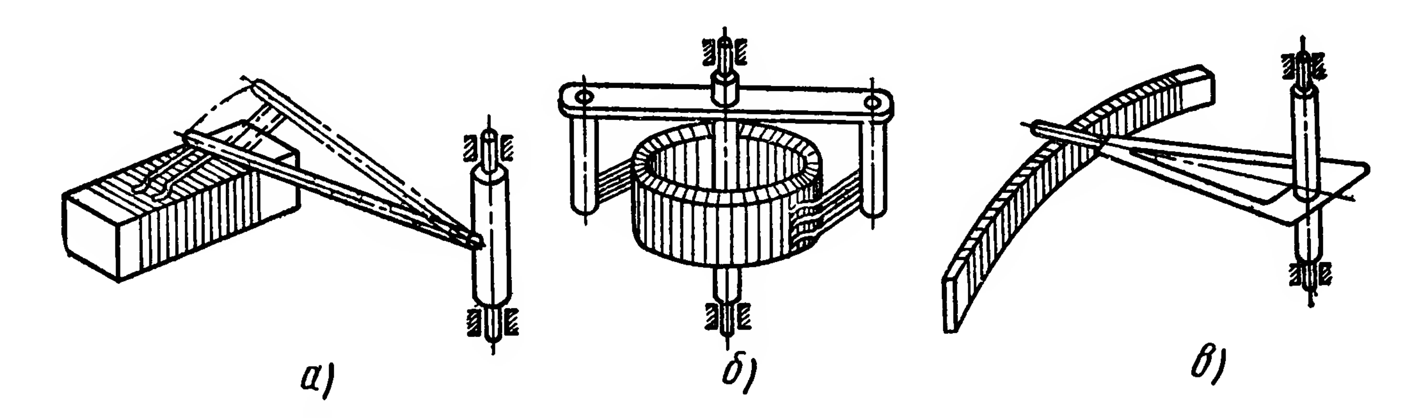


Рис. XVI.10. Потенциометры непрерывной намотки:

а — каркас в форме стержня; *б* — кольцевой каркас; *в* — каркас в форме дуги

В ламельных потенциометрах (рис. XVI.11) щетка скользит по контактным ламелям, к которым припаяны постоянные проволочные или другие сопротивления. Они изменяют сопротивление в широких пределах и применяются, когда необходимо получить переменные сопротивления в несколько сотен или тысяч килоом.

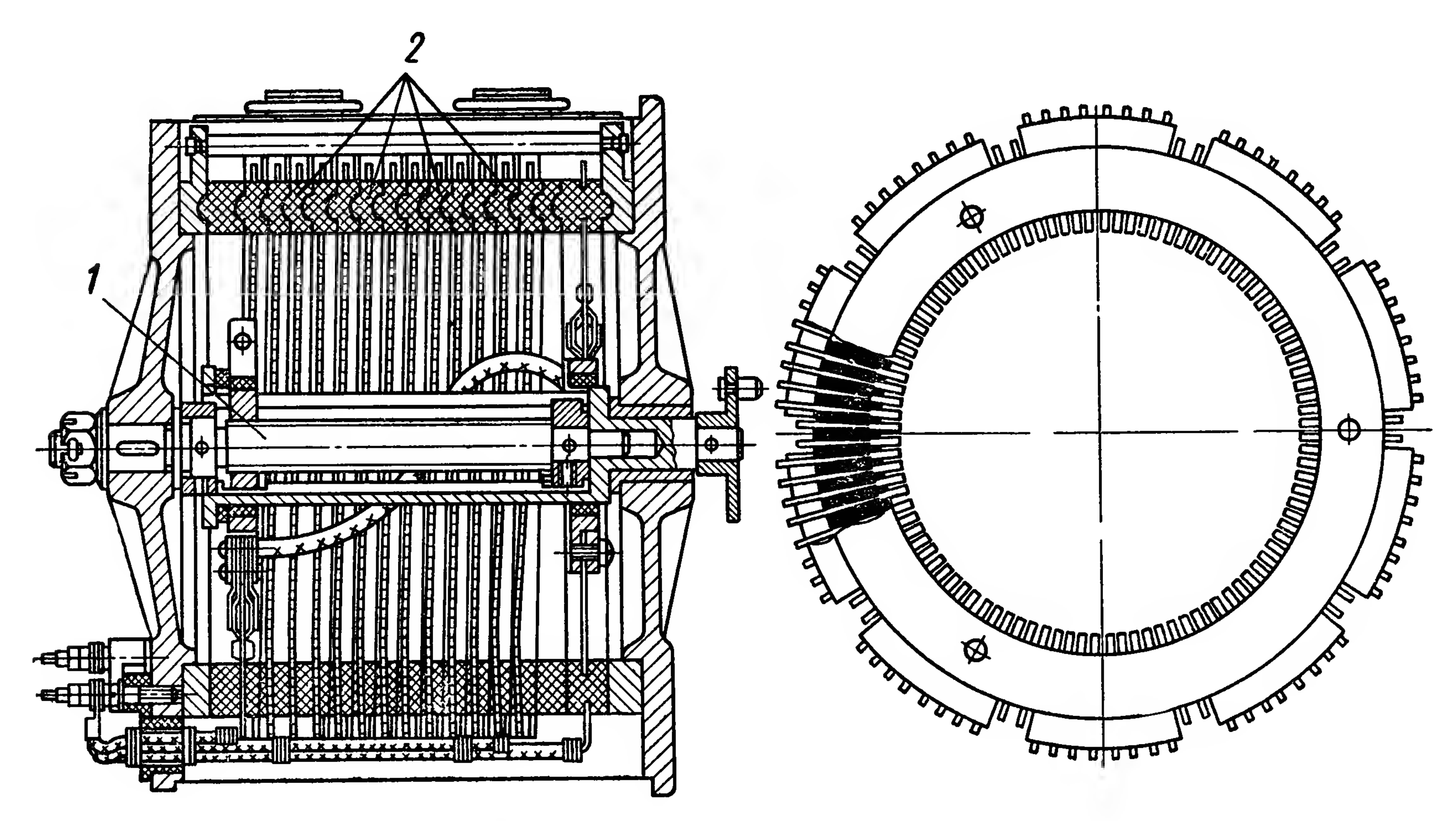


Рис. XVI.11. Ламельный потенциометр:

1 — валик со щетками; *2* — ламели

Ниже рассматриваются только потенциометры непрерывной намотки, которые получили преобладающее распространение благодаря своей простоте и более плавному изменению сопротивления.

Каркасы потенциометров изготовляются из изоляционных материалов — прессованной пластмассы, гетинакса, текстолита, эбонита, керамики и т. п. Обычно они имеют форму стержня (рис. XVI.10, *а*), кольца (рис. XVI.10, *б*) или изогнутой по дуге пластинки (рис. XVI.10, *в*). Для лучшего отвода тепла применяют

металлические каркасы, покрытые непроводящим слоем окисла, получаемого способом анодирования, или изоляционным лаком. Для обмотки потенциометра применяется эмалированная проволока, диаметр которой выбирают в зависимости от требуемого сопротивления и числа витков, начиная от 0,04—0,05 *мм* и выше. Проволоку наматывают на каркас, затем обмотку пропитывают лаком. На рабочей поверхности зачищается дорожка, по которой перемещается щетка.

Другим вариантом конструкции является гусеничный потенциометр, у которого в качестве каркаса применяют медную или алюминиевую эмалированную проволоку диаметром 2—5 *мм* (рис. XVI.12).

Проволоку, применяемую для намотки точных потенциометров, изготовляют из благородных металлов или константана, манганина и нихрома. Неблагородные металлы дешевле, но склонны к окислению, и поэтому для получения надежного контакта приходится увеличивать контактное давление до нескольких десятков граммов.

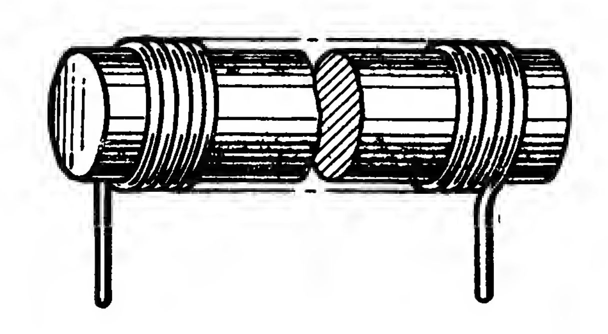


Рис. XVI.12. Гусеничный потенциометр

Сплавы на основе благородных металлов (платины, золота, палладия) дают возможность получить надежный контакт при малых контактных давлениях (1 *г* и менее) и применяются в тех случаях, когда задающий чувствительный элемент не допускает больших механических нагрузок. Материал щетки должен быть несколько мягче, чем материал обмоточного провода, во избежание перетирания витков при длительной работе потенциометра.

Допустимую плотность тока выбирают в зависимости от материала проволоки и условий охлаждения потенциометра, с учетом величины тока, потребляемого нагрузкой. При непрерывной работе потенциометра с манганиновой или константановой обмоткой перегрев не должен превышать 40 — 50°, что возможно при плотности тока около 10 $а/мм^2$ на каркасе из пластмассы и 25 — 30 $а/мм^2$ на металлическом каркасе. При использовании благородных металлов допустимый перегрев 70 — 80°, что возможно при плотности тока около 40 — 50 $а/мм^2$ на металлическом каркасе.

При больших токовых нагрузках может оказаться целесообразным поместить потенциометр внутрь камеры, заполненной непроводящей жидкостью (лигроином, минеральным маслом и др.), что улучшает условия охлаждения и дает возможность увеличить плотность тока до 80 — 100 $а/мм^2$. При работе потенциометров в жидкости их износ существенно уменьшается, и поэтому применение таких потенциометров рационально также в тех случаях, когда по условиям работы щетка совершает незатухающие или слабо затухающие колебания.

Погрешность потенциометров. З о н а н е ч у в с т в и т е л ь н о с т и потенциометров вызывается тем, что перемещение щетки

в пределах одного витка не вызывает изменения выходного сигнала. Поэтому его выходное сопротивление (или напряжение) изменяется не плавно, а скачкообразно.

Для оценки величины зоны нечувствительности можно воспользоваться характеристикой реального потенциометра, изображаемой в виде ступенчатой линии. Ширина ступени равна шагу t намотки, а высота — сопротивлению r_1 одного витка (рис. XVI.13). Если принять за идеальную характеристику прямую, проходящую через середины ступенек, то зона нечувствительности в единицах сопротивления

$$\Delta R = \pm \frac{R_n}{2w},$$

а в относительных единицах

$$\xi = \frac{\Delta R}{R_n} = \pm \frac{1}{2w},$$

где R_n — полное сопротивление потенциометра;
w — число витков потенциометра.

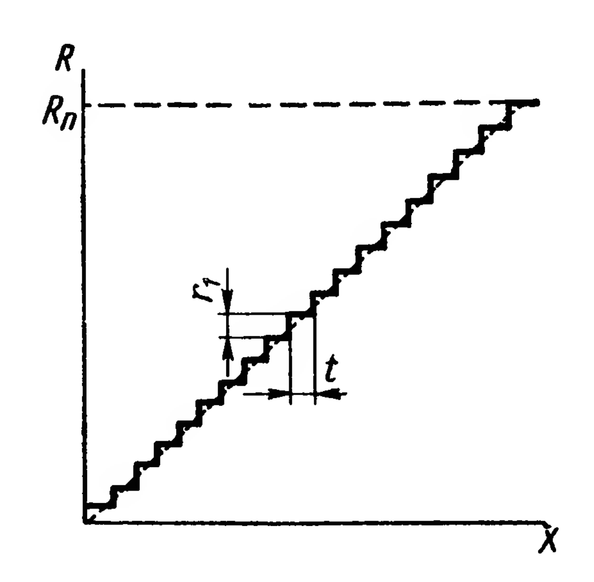


Рис. XVI.13. Характеристика потенциометра

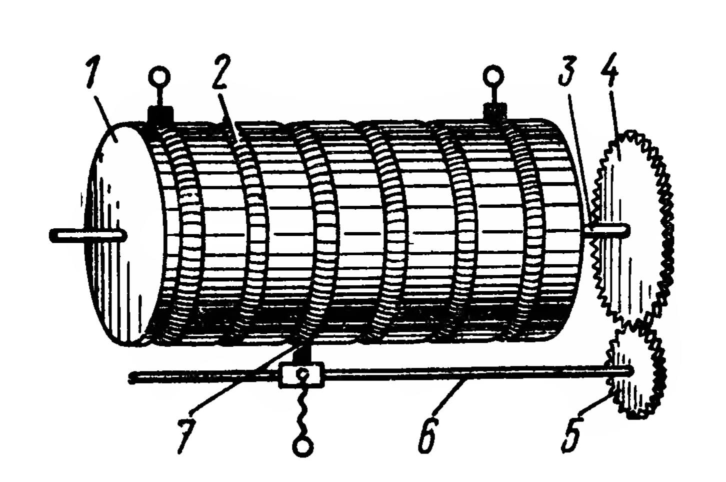


Рис. XVI.14. Спиральный потенциометр

Следовательно, если задана величина допустимой зоны нечувствительности, то необходимое число витков определяется неравенством $w \geqslant \frac{1}{2\xi}$.

Если из-за ограниченных размеров не удается разместить достаточное число витков, то иногда применяют специальные конструкции потенциометров, характеризующиеся малой зоной нечувствительности. Один из таких потенциометров показан на рис. XVI.14. На поверхности барабана *1* прорезана спиральная канавка, в которую уложен потенциометр *2*. Барабан приводится во вращательное движение от задающей оси *3*, связанной через пару зубчатых колес *4* и *5* с червячным винтом *6*, шаг которого, умноженный на передаточное число зубчатой пары, равен шагу спиральной канавки. При вращении барабана по червяку перемещается гайка, несущая токосъемную щетку *7*.

Может применяться также спиральный реохорд, вообще не имеющий зоны нечувствительности. Здесь шаг спиральной канавки

значительно уменьшен и в нее вместо гусеничного потенциометра уложена обнаженная проволока.

Неравномерность характеристики зависит от случайных производственных погрешностей (непостоянства диаметра и удельного сопротивления наматываемого провода, непостоянства шага намотки и натяжения провода и т. п.).

Степень неравномерности характеристики можно определить по формуле

$$\varepsilon = \frac{R_ф - R_p}{R_n} \cdot 100\%,$$

где $R_ф$ — действительное сопротивление потенциометра, измеряемое в различных точках (при различных перемещениях x щетки);

R_p — расчетное сопротивление потенциометра в тех же точках, равное $R_p = R_n \frac{x}{x_n}$;

R_n — полное сопротивление потенциометра;

x_n — перемещение, при котором $R_ф = R_n$.

Практически степень неравномерности характеристики у потенциометров среднего класса точности достигает 0,25—0,5%, а у прецизионных не превышает 0,05—0,1%.

Для повышения точности иногда применяют потенциометры, у которых для намотки используется обнаженный провод со строго фиксированным шагом (с малым зазором между витками). Тем самым устраняются колебания шага намотки, возникающие вследствие неодинакового наружного диаметра (по изоляции) намоточного провода по всей его длине.

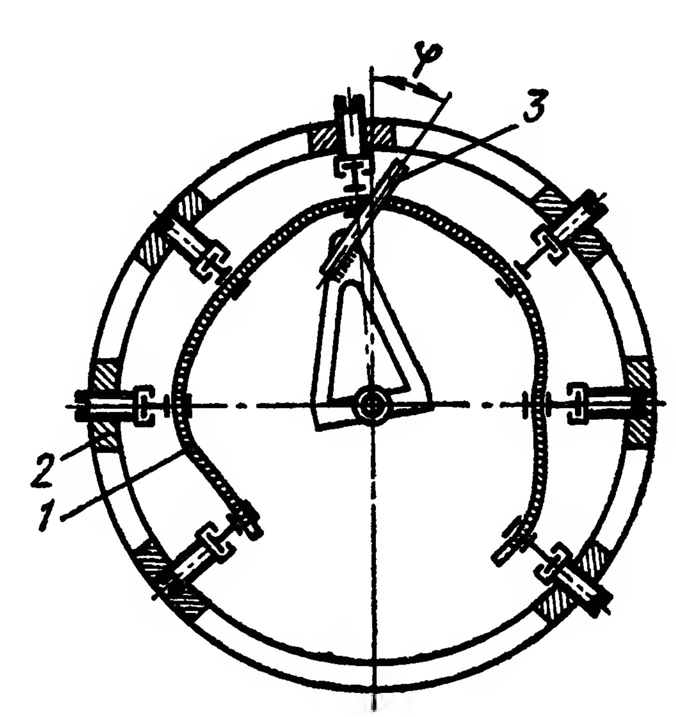


Рис. XVI.15. Потенциометр с регулируемой характеристикой

Существуют также варианты конструкций потенциометров, в которых линейность характеристики регулируется после его намотки. На рис. XVI.15 показан потенциометр, имеющий пластинчатый каркас *1*, фиксируемый регулировочными винтами *2*. При вращении винтов создается местный изгиб потенциометра. Щетка *3* выполнена в виде стержня, скользящего по зачищенному ребру пластинчатого каркаса. Если при заданном угле поворота щетки перемещать регулировочный винт, расположенный вблизи щетки, то сопротивление изменяется, так как точка контактирования перемещается по дуге потенциометра благодаря тому, что щетка *3* припаяна под некоторым углом к радиусу вращения.

Другой вариант потенциометра с механическим корректором показан на рис. XVI.16. Задающая ось *1* поворачивает водило *2*,

на котором шарнирно укреплен рычаг *6*. Рычаг несет щетку *3* и ролик *8*, прижимаемый к гибкой металлической ленте *9* с помощью пружины *4*. Лента *9* может быть изогнута на отдельных участках с помощью поддерживающих ее регулировочных винтов *5* и *7*. Если лента имеет правильную форму окружности, то при вращении задающей оси *1* щетка *3* поворачивается вместе с водилом на одинаковый угол. Если же профиль ленты отличается от окружности, то ролик *8*, следуя за выпуклостями и впадинами профиля, вынуждает щетку *3* совершать дополнительный поворот относительно водила *2*. Регулируя винтами *5* и *7* величину изгиба ленты, можно компенсировать систематическую неравномерность характеристики потенциометра.

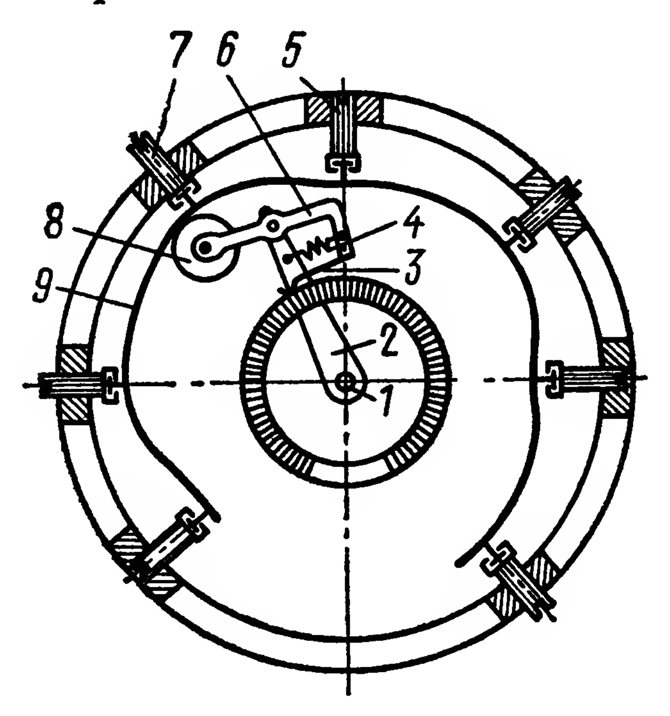


Рис. XVI.16. Потенциометр с механическим корректором

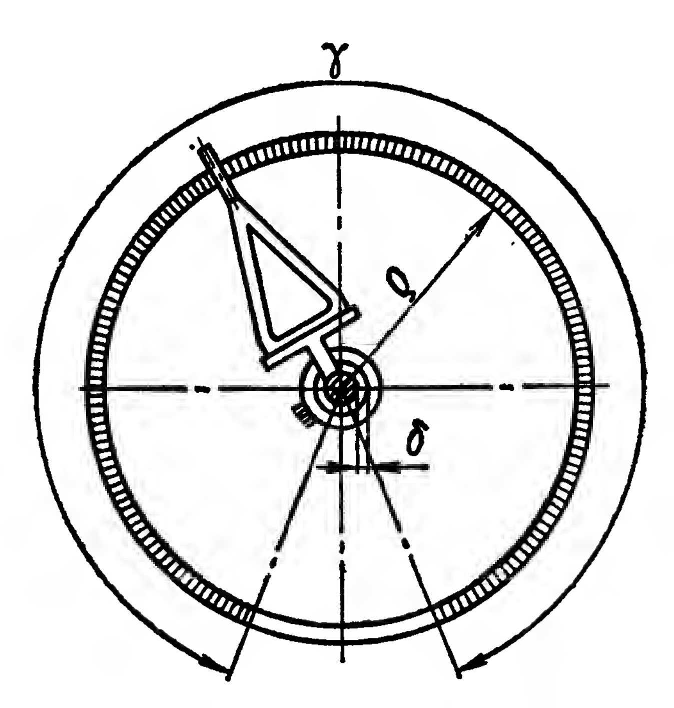


Рис. XVI.17. К расчету погрешности от люфта

П о г р е ш н о с т ь   п о т е н ц и о м е т р а,   в о з н и к а ю щ а я   и з - з а   л ю ф т о в. При неизменном угле поворота задающей оси выходное сопротивление или напряжение может изменяться за счет поступательного перемещения щетки вместе с осью в пределах зазоров между осью и направляющей втулкой (рис. XVI.17).

Наибольшее изменение выходного сопротивления вследствие люфта определяется по формуле

$$\Delta R = \frac{R_n \delta}{\gamma \rho},$$

где R_n — полное сопротивление потенциометра;

γ — угол дуги, занимаемый обмоткой;

ρ — радиус от оси вращения до контактной поверхности;

δ — радиальный зазор между осью и втулкой.

Относительная погрешность, возникающая вследствие люфтов, будет

$$\frac{\Delta R}{R_n} = \frac{\delta}{\gamma \rho}.$$

Для уменьшения таких погрешностей иногда применяют пружины, выбирающие люфт между осью и втулкой.

Погрешность, возникающая из-за трения. Если мощность чувствительного элемента, приводящего в движение щетку потенциометра, мала и этот элемент меняет свою характеристику при нагружении, то из-за трения щетки о потенциометр возникает зона застоя, обусловливающая появление погрешности. Крутящий момент, развиваемый чувствительным элементом, представляет собой некоторую функцию измеряемой (регулируемой) величины Z:

$$M = f(Z).$$

Если момент трения в потенциометре равен ΔM_{mp}, то величина приращения крутящего момента, необходимого для преодоления момента трения, определяется по формуле

$$\Delta M = f'(z)\,\Delta Z = \pm\,\Delta M_{mp}.$$

Отсюда зона застоя, выраженная в единицах измеряемой величины,

$$\Delta Z = \pm\frac{\Delta M_{mp}}{f'(Z)},$$

где $f'(Z) = \frac{dM}{dZ}$.

Для уменьшения погрешностей, возникающих вследствие трения, применяют такие материалы, которые обеспечивают надежный контакт при малом контактном давлении.

Влияние нагрузки при использовании потенциометров в качестве делителей напряжения. Если потенциометр работает в схеме делителя напряжения, то его выходное напряжение зависит от нагрузки. Из-за этого могут возникнуть дополнительные статические и динамические погрешности.

Статическая погрешность выражается в том, что под влиянием нагрузки появляется добавочная неравномерность характеристики, а динамическая погрешность возникает в случае, если нагрузка содержит реактивное сопротивление. При этом ток в нагрузке зависит не только от перемещения щетки потенциометра, но также от скорости этого перемещения.

Рассмотрим вначале влияние чисто активной нагрузки на характеристику потенциометра.

Наиболее часто применяемые схемы делителей напряжения приведены в табл. XVI.3. Во всех схемах через R_1 обозначено сопротивление потенциометра, R_2 — сопротивление нагрузки, R_3 — сопротивления дополнительных шунтов, U_1 — напряжение источника питания, U_2 — напряжение на нагрузке.

На схеме *А* (см. табл. XVI.3) показан простейший делитель напряжения, у которого напряжение U_2 на нагрузке R_2 может изменяться от нуля до максимального значения, не изменяя знака.

На схемах *Б*, *В* и *Г* представлены делители, у которых выходное напряжение U_2 может изменять знак. На схеме *Б* показан делитель напряжения со средней точкой, в котором напряжение U_2 на нагрузке

может изменять свой знак при переходе через нуль, на схеме *В* — аналогичный делитель с искусственной средней точкой.

На схеме *Г* показан делитель напряжения с двойным потенциометром, щетки которого синхронно перемещаются относительно нейтрали на одинаковую величину, благодаря чему крутизна выходного сигнала увеличивается в 2 раза.

Таблица XVI.3

Характеристика некоторых делителей напряжения

Схемы нагружения потенциометра	$R_{вн}$	U_2	$\varepsilon = \frac{U_2 - \sigma U_{2m}}{U_{2m}}$
Схема *А* (U_1, R_1, R_2, U_2)	$R_{вн} = R_1\sigma(1-\sigma)$ $0 < \sigma < 1$	$U_2 = \frac{U_1 \sigma\alpha}{\sigma(1-\sigma)+\alpha}$, где $\alpha = \frac{R_2}{R_1}$ $U_{2m} = U_1$	$\varepsilon = \frac{\sigma^2(1-\sigma)}{\sigma(1-\sigma)+\alpha}$ $\varepsilon_{max} \approx \frac{4}{27\alpha}$ при $\sigma = \frac{2}{3}$
Схема *Б* (U_1, R_1, R_2, U_2)	$R_{вн} = 0{,}5R_1\sigma(1-0{,}5\sigma)$ $-1 < \sigma < 1$	$U_2 = \frac{U_1\sigma\alpha}{\sigma - 0{,}5\sigma^2 + 2\alpha}$, где $\alpha = \frac{R_2}{R_1}$ $U_{2m} = \frac{U_1\alpha}{0{,}5+2\alpha}$	$\varepsilon = \frac{\sigma - 2\sigma^2 + \sigma^3}{2\sigma - \sigma^2 + 4\alpha}$ $\varepsilon_{max} \approx \frac{1}{27\alpha}$ при $\sigma = \frac{1}{3}$
Схема *В* (R_3, R_2, U_2, R_1, R_3, U_1)	$R_{вн} = 0{,}5R_3 +$ $+0{,}25R_1(1-\sigma)$ $-1 < \sigma < 1$	$U_2 = \frac{2U_1\sigma\alpha}{2\beta+1-\sigma^2+4\alpha}$, где $\alpha = \frac{R_2}{R_1}$; $\beta = \frac{R_3}{R_1}$ $U_{2m} = \frac{U_1\alpha}{\beta+2\alpha}$	$\varepsilon = \frac{\sigma(1-\sigma^2)}{2\beta+4\alpha+1-\sigma^2}$ $\varepsilon_{max} = \frac{4}{27(\beta+2\alpha)}$ при $\sigma = \frac{1}{3}$
Схема *Г* (R_1, U_1, R_2, R_1, U_2)	$R_{вн} = 0{,}5R_1(1-\sigma^2)$ $-1 < \sigma < 1$	$U_2 = \frac{U_1\sigma\alpha}{0{,}5(1-\sigma)^2+\alpha}$, где $\alpha = \frac{R_2}{R_1}$ $U_{2m} = U_1$	$\varepsilon = \frac{0{,}5\sigma(1-\sigma^2)}{0{,}5(1-\sigma^2)+\alpha}$ $\varepsilon_{max} \approx \frac{4}{27\alpha}$ при $\sigma = \frac{1}{3}$

Неравномерность характеристики, вызванная влиянием нагрузки, для схемы *А* вычисляется следующим образом.

Выходное напряжение пропорционально току в нагрузке:

$$U_2 = R_2 I_2. \qquad \text{(XVI.2)}$$

Величина тока I_2 в нагрузке определяется при помощи теоремы об эквивалентном генераторе:

$$I_2 = \frac{U_{xx}}{R_{вн} + R_2}, \qquad \text{(XVI.3)}$$

где U_{xx} — напряжение холостого хода эквивалентного генератора (напряжение, снимаемое с делителя при отключенной нагрузке);

$R_{вн}$ — внутреннее сопротивление эквивалентного генератора (сопротивление между выходными клеммами делителя при отключенной нагрузке и закороченном источнике питания; при этом внутренним сопротивлением источника питания пренебрегаем).

Напряжение холостого хода находим по формуле

$$U_{x.x} = U_1\sigma, \quad \text{(XVI.4)}$$

где σ — относительное перемещение щетки.

Внутреннее сопротивление делителя

$$R_{вн} = R_1\sigma(1-\sigma). \quad \text{(XVI.5)}$$

Подставляя уравнения (XVI.3), (XVI.4) и (XVI.5) в уравнение (XVI.2) и обозначая $\frac{R_2}{R_1} = \alpha$, получим

$$U_2 = \frac{U_1\sigma\alpha}{\sigma(1-\sigma)+\alpha}. \quad \text{(XVI.6)}$$

Относительная неравномерность характеристики имеет вид

$$\varepsilon = \frac{U_2 - U_{расч}}{U_{2m}}, \quad \text{(XVI.7)}$$

где U_{2m} — максимальное значение U_2 (при $\sigma = 1$);

$U_{расч}$ — расчетное значение выходного напряжения для случая, когда U_2 изменяется пропорционально σ в пределах от 0 до U_{2m}.

Принимая во внимание, что $U_{2m} = U_1$ и $U_{расч} = \sigma U_{2m} = \sigma U_1$, перепишем выражение (XVI.7) следующим образом:

$$\varepsilon = \frac{U_2}{U_1} - \sigma. \quad \text{(XVI.8)}$$

Подставив уравнение (XVI.6) в формулу (XVI.8), получим окончательное выражение, которое характеризует неравномерность выходного сигнала, вызванную влиянием нагрузки:

$$\varepsilon = -\frac{\sigma^2(1-\sigma)}{\sigma(1-\sigma)+\alpha}. \quad \text{(XVI.9)}$$

Знак минус свидетельствует о том, что действительный сигнал будет меньше расчетного.

Упростим выражение (XVI.9), учитывая, что сопротивление нагрузки обычно значительно больше сопротивления потенциометра ($\alpha \gg 1$). Поэтому в знаменателе выражения (XIV. 9) можно пренебречь произведением $\sigma(1-\sigma)$, которое ни при каких значениях σ не превышает 0,25.

Приближенно неравномерность выходного сигнала определяется по формуле

$$\varepsilon \approx -\frac{\sigma^2(1-\sigma)}{\alpha}. \quad \text{(XVI.10)}$$

Максимальное значение ошибки находим, приравнивая ее производную нулю:

$$\frac{d\varepsilon}{d\sigma} = -\frac{2\sigma - 3\sigma^2}{\alpha} = 0,$$

откуда $\sigma = \frac{2}{3}$.

Подставляя значение σ в уравнение (XVI.10), получим

$$\varepsilon_{max} \approx -\frac{4}{27\alpha}. \qquad \text{(XVI.11)}$$

Выражения для неравномерности выходного сигнала для остальных схем приведены в табл. XVI.3, обозначения коэффициентов в которой для всех схем одинаковы, а именно:

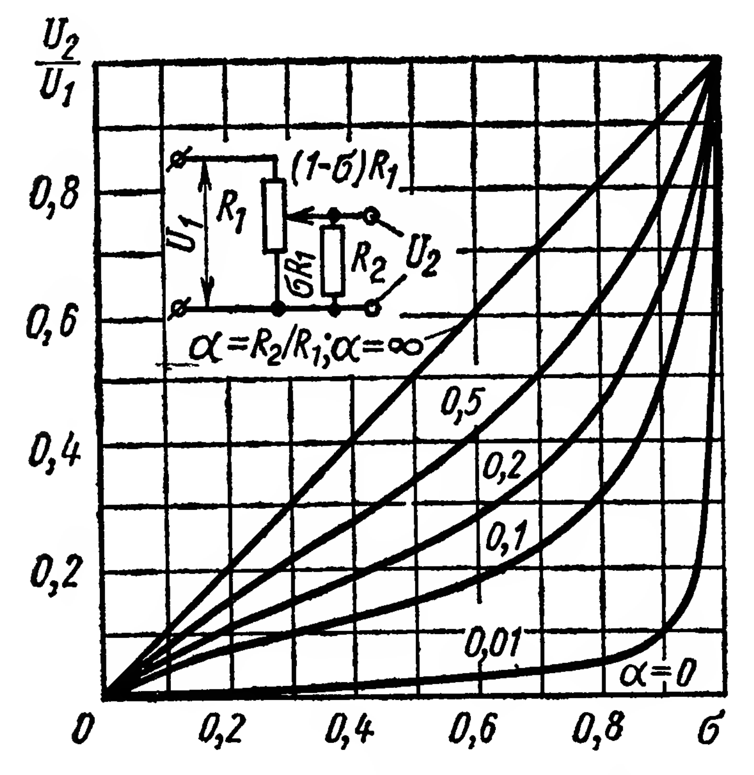


Рис. XVI.18. Характеристика нагруженного потенциометра

$$\alpha = \frac{R_2}{R_1}; \quad \beta = \frac{R_3}{R_1}; \quad \sigma = \frac{x}{x_m}.$$

На рис. XVI.18 показана характеристика выходного сигнала U_2 для схемы A (см. табл. XVI.3) при различных значениях α, построенная по формуле (XVI.6). Аналогичные графики могут быть построены для остальных схем с помощью формул, приведенных в табл. XVI.3.

Динамические погрешности, возникающие при наличии реактивных сопротивлений в цепи нагрузки, могут быть определены исходя из следующих соображений. Допустим, нагрузка представляет собой комплексное сопротивление, которое в операторной форме изображается в виде

$$Z_2 = R_2 + L_2 s + \frac{1}{C_2 s},$$

где R_2, L_2 и C_2 — последовательно соединенные активное сопротивление, индуктивность и емкость.

Применяя теорему об эквивалентном генераторе, определяем величину тока в нагрузке:

$$I_2 = \frac{U_{xx} C_2 s}{(R_{вн} + R_2) C_2 s + L_2 C_2 s^2 + 1}.$$

Для индуктивной нагрузки имеем

$$I_2 = \frac{U_{xx}}{R_{вн} + R_2} \cdot \frac{1}{Ts + 1},$$

где $T = \frac{L_2}{R_{вн} + R_2}$ — постоянная времени.

Учитывая, что $U_{xx} = a\sigma U_1$, где a — коэффициент пропорциональности, равный $a = 1$ для схем $А$, $Г$ и $a = 0{,}5$ для схем $Б$, $В$, получим

$$I_2 = \frac{a\sigma U_1}{R_{вн} + R_2} \cdot \frac{1}{Ts + 1}.$$

Принимая σ за входную, а ток I_2 в нагрузке — за выходную величину, определим передаточную функцию делителя напряжений

$$W(s) = \frac{k}{Ts + 1},$$

где $k = \frac{aU_1}{R_{вн} + R_2}$; величина $R_{вн}$, необходимая для подсчета значений k и T, определяется по формулам, приведенным в табл. XVI.3.

Передаточный коэффициент k и постоянная времени T являются непостоянными величинами, так как $R_{вн}$ зависит от σ; но практически принимают $R_{вн} \ll R_2$ и, кроме того, при малых вариациях σ, что характерно для регуляторов, можно приближенно считать $R_{вн} = \text{const}$ и соответственно $k = \text{const} = \frac{aU_1}{R_2}$ и $T = \text{const} = \frac{L_2}{R_2}$.

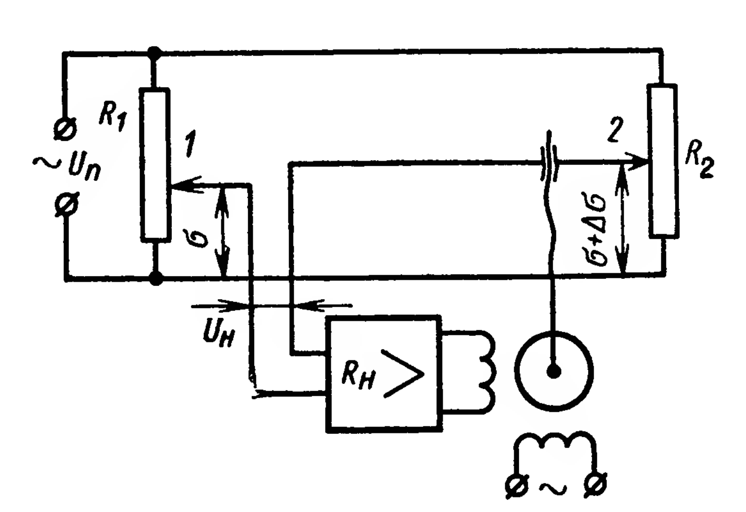


Рис. XVI.19. Следящая система

Влияние нагрузки при использовании потенциометров в измерительных устройствах следящих систем. На рис. XVI.19 показана часто встречающаяся на практике следящая система, у которой R_1 — задающий потенциометр, R_2 — потенциометр обратной связи, $R_н$ — сопротивление нагрузки. Через U_1, U_2 и $U_н$ обозначены напряжения на потенциометрах и нагрузке.

Функции нагрузки $R_н$ обычно выполняет входное сопротивление усилителя или реле. Если это сопротивление значительно больше, чем R_1 и R_2, то потенциометры практически работают в режиме холостого хода и сигнал ошибки зависит только от величины рассогласования щеток потенциометров. Положение щетки задающего потенциометра на сигнал ошибки в этом случае не влияет.

Если сопротивление $R_н$ соизмеримо с величинами R_1 и R_2, то сигнал ошибки зависит не только от рассогласования, но и от положения щетки потенциометра R_1, а также от соотношения между сопротивлениями R_1, R_2 и $R_н$.

Для того чтобы выяснить влияние сопротивления нагрузки на чувствительность системы, найдем напряжение на нагрузке при относительном перемещении щетки *1* задающего потенциометра на величину σ (относительно нижней клеммы) и при перемещении щетки *2* потенциометра обратной связи на величину $\sigma + \Delta\sigma$ (где $\Delta\sigma$ — величина рассогласования щеток).

Потенциалы щеток *1* и *2* относительно нижней клеммы будут соответственно равны $U_1 = U_n\sigma$ и $U_2 = U_n(\sigma + \Delta\sigma)$, а сигнал ошибки при холостом ходе (без нагрузки) определяется по формуле

$$U_{x,x} = U_2 - U_1 = U_n\Delta\sigma. \qquad \text{(XVI.12)}$$

Чувствительность системы при холостом ходе равна сигналу ошибки на единицу рассогласования:

$$K_{xx} = \frac{U_{xx}}{\Delta\sigma} = U_n. \qquad \text{(XVI.13)}$$

Для определения сигнала ошибки при нагрузке воспользуемся теоремой об эквивалентном генераторе:

$$I_н = \frac{U_{x,x}}{R_{вн} + R_н}, \qquad \text{(XVI.14)}$$

где $R_{вн}$ — внутреннее сопротивление схемы при отключенной нагрузке и закороченном источнике питания, сопротивлением которого пренебрегаем:

$$R_{вн} = R_1\sigma(1-\sigma) + R_2(\sigma+\Delta\sigma)(1-\sigma-\Delta\sigma) =$$
$$= R_1[\sigma(1-\sigma)(1+\beta) + \beta\Delta\sigma(1-2\sigma-\Delta\sigma)], \qquad \text{(XVI.15)}$$

где $\beta = \frac{R_2}{R_1}$.

Подставляя выражения (XVI.12) и (XVI.15) в формулу (XVI.14) и умножая $I_н$ на $R_н$, получим напряжение на нагрузке

$$U_н = I_н R_н = \frac{U_n\Delta\sigma R_н}{R_1[\sigma(1-\sigma)(1+\beta) + \beta\Delta\sigma(1-2\sigma-\Delta\sigma)] + R_н} =$$
$$= \frac{U\Delta\sigma}{\frac{1}{\alpha}[\sigma(1-\sigma)(1+\beta) + \beta\Delta\sigma(1-2\sigma-\Delta\sigma)] + 1},$$

где $\alpha = \frac{R_н}{R_1}$. Чувствительность схемы при наличии нагрузки

$$K_н = \lim_{\Delta\sigma\to 0}\left(\frac{U_н}{\Delta\sigma}\right) = \frac{U}{\frac{\sigma}{\alpha}(1-\sigma)(1+\beta)+1}.$$

При $\sigma = 0$ и $\sigma = 1$ чувствительность системы от нагрузки не зависит, так как при положении щетки *1* в начале потенциометра или в конце его получим $K_н = U_n = K_{xx}$.

Наименьшая чувствительность будет при $\sigma = 0{,}5$, т. е. когда задающая щетка *1* располагается посредине потенциометра:

$$K_{н\min} = \frac{U_n}{\frac{1+\beta}{4\alpha}+1} = \frac{K_{x.x}}{\frac{1+\beta}{4\alpha}+1}.$$

Степень уменьшения чувствительности схемы по сравнению с холостым ходом в этом случае определяется по формуле

$$\zeta = \frac{K_{xx}}{K_{н\min}} = \frac{1+\beta}{4\alpha} + 1.$$

Например, если сопротивления потенциометров и нагрузки равны, т. е. $\beta = 1$ и $\alpha = 1$, то степень уменьшения чувствительности

$$\zeta = \frac{1+1}{4} + 1 = 1{,}5.$$

Функциональные потенциометры. Потенциометры с переменным шагом намотки изготовляются на специальных намоточных машинах с профилированными кулачками для изменения шага намотки по определенному закону.

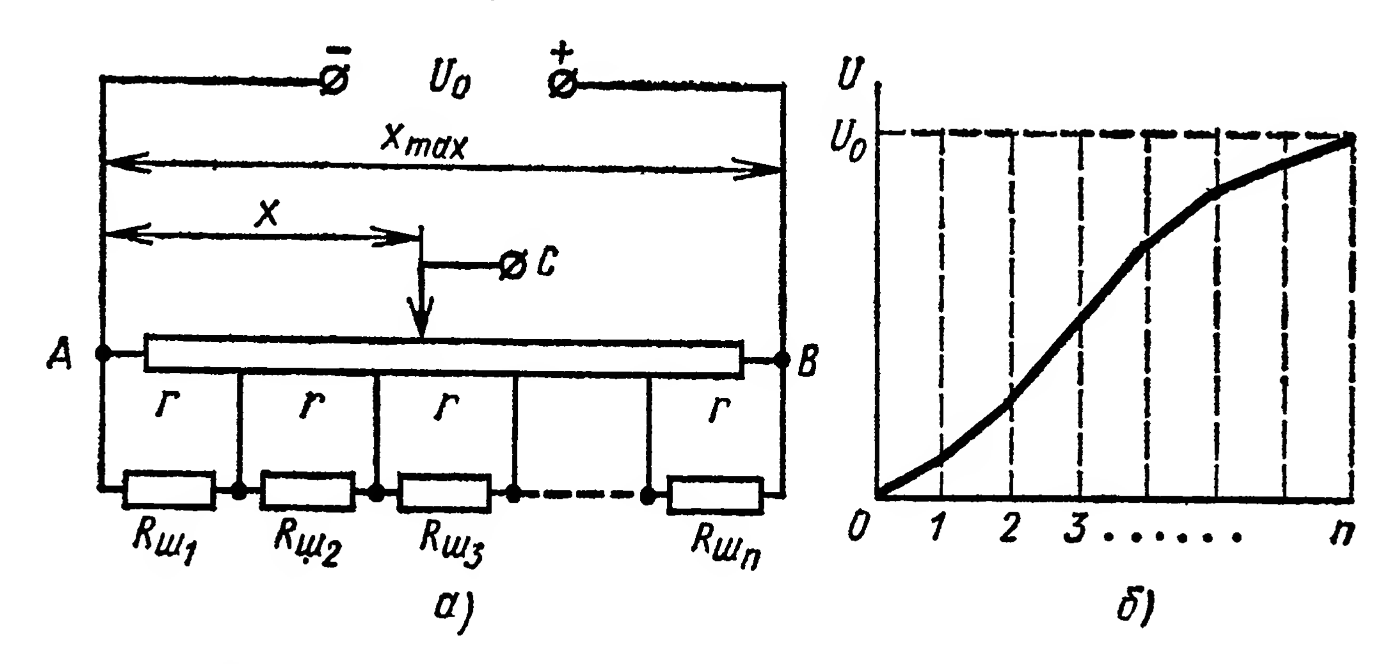


Рис. XVI.20. Секционированный потенциометр:
а — схема; *б* — характеристика

Характеристика такого потенциометра может быть определена по формуле

$$R = r_1 \int_0^x \frac{dx}{t(x)},$$

где r_1 — сопротивление одного витка;
$t(x)$ — шаг намотки в функции перемещения щетки.

Потенциометры с переменной длиной витка получаются путем намотки проволоки с постоянным шагом на профилированный каркас, сечение которого изменяется по определенному закону. Характеристика реостата в этом случае описывается формулой

$$R = r_0 \int_0^x l(x) \cdot dx,$$

где r_0 — сопротивление провода на единицу его длины;
$l(x)$ — длина одного витка в функции перемещения щетки.

Секционированный потенциометр получается в результате шунтирования отдельных участков линейного потенциометра сопротивлениями различной величины (рис. XVI.20).

Статическая характеристика такого потенциометра аппроксимируется кусочно-ломаной линией. Получаемая характеристика при достаточно большом количестве шунтов может с требуемой точностью совпадать с заданной нелинейной характеристикой.

Если потенциометр разделен на равные по длине участки, величина шунта для каждого из них может быть найдена по формуле

$$R_{шi} = \frac{r}{\frac{\left[\frac{d}{dx}U(x)\right]_{x=\frac{m-0,5}{n}}}{\left[\frac{d}{dx}U(x)\right]_{x=\frac{i-0,5}{n}}} - 1},$$

где r — сопротивление незашунтированного участка потенциометра;

n — общее число участков;

m — номер участка с наибольшей крутизной характеристики;

i — номер участка, для которого определяется значение $R_{шi}$;

x — относительное перемещение щетки;

$U(x)$ — заданный закон изменения напряжения, снимаемого с потенциометра.

Масса подвижных частей потенциометра обычно мала и поэтому практически не влияет на динамическую характеристику системы регулирования.

3. ИНДУКТИВНЫЕ И ИНДУКЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Индуктивные преобразователи служат для преобразования перемещения в изменение индуктивности. Принцип действия простейшего индуктивного преобразователя поясняет рис. XVI.21, *а*.

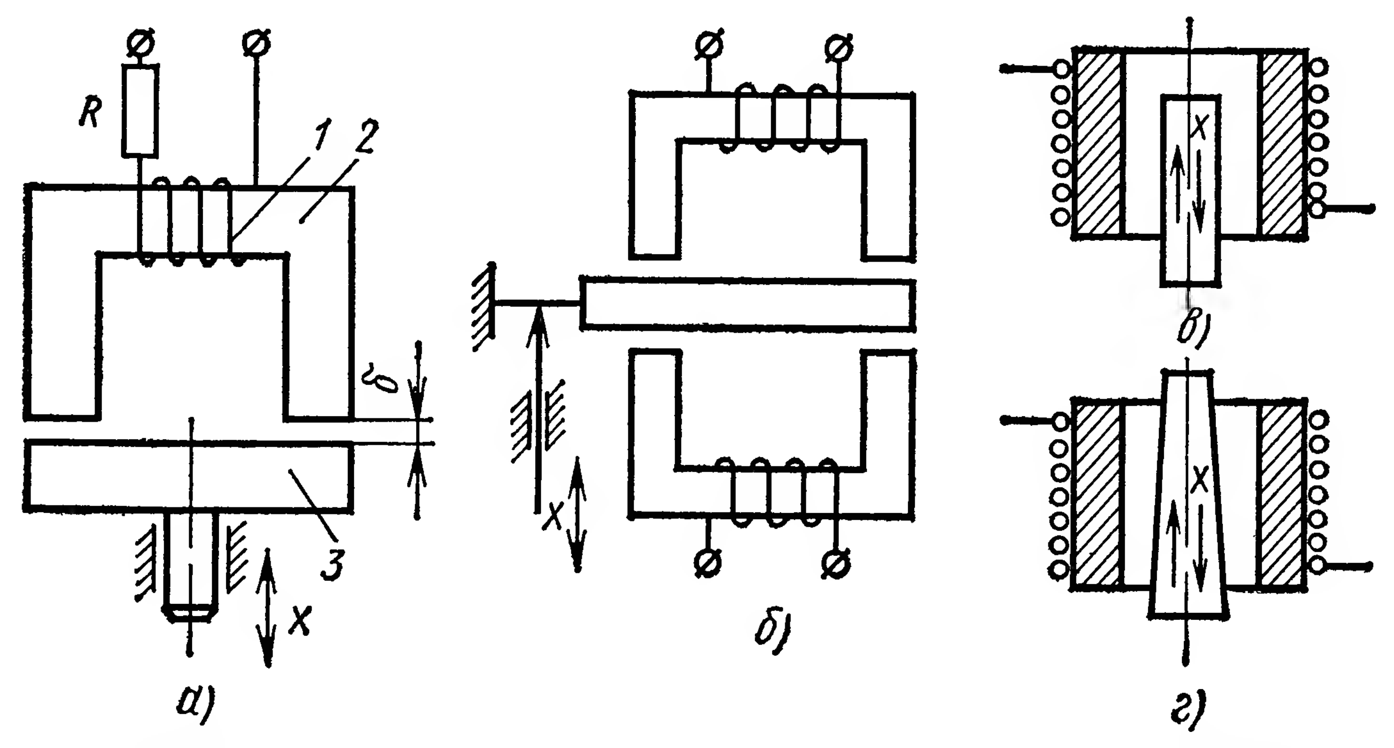


Рис. XVI.21. Принципиальные схемы индуктивных преобразователей:

а — с односторонним зазором, *б* — дифференциальный (с двухсторонним зазором), *в*, *г* — с переменным сечением магнитного потока

Индуктивный преобразователь представляет собой магнитную цепь, состоящую из катушки *1* со стальным сердечником *2*, подвижного якоря *3* и двух воздушных зазоров δ. При питании катушки переменным током, ее полное сопротивление

$$Z(j\omega) = R + j\omega L,$$

где R — активное сопротивление катушки преобразователя;
ω — круговая частота питающего напряжения;
L — индуктивность преобразователя.

Индуктивность катушки в рассматриваемом преобразователе приближенно может быть определена по формуле

$$L = \frac{0{,}4\pi w^2}{R_{м.ст} + R_\delta} \cdot 10^{-8} \; гн,$$

где $R_{м.ст}$ — магнитное сопротивление стальных участков цепи;
R_δ — магнитное сопротивление воздушных зазоров.

Как видно из последней формулы, индуктивность L может изменяться в результате изменения $R_{м.ст}$ и R_δ. Для преобразования перемещений используют зависимость L от R_δ; при этом $R_{м.ст}$ остается неизменным. Перемещение преобразуется в изменение R_δ либо за счет увеличения (уменьшения) воздушного зазора δ, либо путем изменения площади S воздушного зазора. При этом используется зависимость

$$R_\delta = \frac{2\delta}{\mu_0 S},$$

где δ — величина зазора в *см*;
s — площадь воздушного зазора в *см*^{2};
$\mu_0 = 1{,}26 \cdot 10^{-6}$ в *гн/м* — магнитная проницаемость воздушного зазора.

При изменении зазора δ входной величиной преобразователя (см. рис. XVI.21, *а*) является перемещение x якоря *3*, а выходной — индуктивность L или индуктивное сопротивление $X_L = 2\pi f L$ катушки.

Зависимость индуктивности L от перемещения x для преобразователя, показанного на рис. XVI.21, *а*, выражается формулой

$$L = \frac{0{,}4\pi w^2}{R_{м.ст} + \frac{2(\delta_0 + x)}{\mu_0 S_0}} \cdot 10^{-8} \; гн,$$

где δ_0 — начальный зазор между якорем и сердечником в *см*;
x — перемещение якоря.

В индуктивных преобразователях величины зазоров находятся в таких пределах, что можно принять $R_{м.ст} \ll R_\delta$, а $\omega L \gg R$. В связи с этим для модуля полного сопротивления преобразователя можно применить приближенную формулу:

$$Z \approx \omega \frac{0{,}4\pi w^2}{\frac{2(\delta_0 + x)}{\mu_0 S}} = 0{,}2\pi\mu_0 w^2 \frac{S}{\delta_0 + x}.$$

Чувствительность S_{un} рассматриваемого индуктивного преобразователя

$$s_{un} = \frac{dZ}{dx} = -0{,}2\pi\mu_0 \omega w^2 \frac{S}{(\delta_0 + x)^2}$$

не является постоянной, что определяется нелинейностью зависимости $Z = f(x)$. Это один из существенных недостатков таких преобразователей. Кроме того, магнитный поток Ф в зазоре вызывает появление электромеханических сил, притягивающих якорь к сердечнику. Для рассматриваемого преобразователя величина силы P притяжения в соответствии с формулой Максвелла будет [15]:

$$P = k\frac{\Phi^2}{\sigma^2 S},$$

где k — коэффициент пропорциональности;

σ — коэффициент рассеивания потока.

Для получения более линейной характеристики преобразователя и значительного уменьшения сил притяжения якоря к сердечнику применяют дифференциальный индуктивный преобразователь (рис. XVI.21, *б*). При перемещении якоря индуктивность одной обмотки увеличивается, а другой обмотки уменьшается. Обмотки включают в дифференциальную или мостовую электрическую схему таким образом, чтобы сигнал на выходе в среднем (нулевом) положении якоря был равен нулю. При переходе якоря через среднее положение фаза выходного напряжения изменяется на 180°. Чувствительность дифференциального преобразователя примерно в 2 раза выше по сравнению с рассмотренным простым преобразователем (см. рис. XVI.21, *а*); линейность характеристики наблюдается для большей величины преобразуемого перемещения. У дифференциальных преобразователей значительно уменьшается притяжение якоря к сердечникам, определяемое равнодействующей P_Σ двух сил P_1 и P_2, действующих на якорь со стороны сердечников:

$$P_\Sigma = P_1 - P_2 = k\left[\frac{\Phi_1^2}{\sigma_1^2 S} - \frac{\Phi_2^2}{\sigma_2^2 S}\right].$$

В среднем положении якоря эта сила равна нулю.

Преобразователи с переменным зазором применяют при малых перемещениях, составляющих десятые, сотые и тысячные доли миллиметра. Значительно большими пределами преобразуемых перемещений отличаются индуктивные преобразователи с переменной площадью S воздушного зазора. Преобразователи этого типа являются более универсальными.

На рис. XVI.21, *в*, *г* приведены принципиальные схемы индуктивных преобразователей для относительно больших перемещений (до нескольких десятков миллиметров).

Примеры конструктивных схем дифференциальных индуктивных преобразователей для измерения небольших перемещений даны на рис. XVI. 22, *а* и *б*. Индуктивные преобразователи не содержат увеличивающих рычажных механизмов. Это объясняется тем, что их чувствительность в большей степени зависит от выбора электрической схемы, частоты питающего тока и в меньшей степени от механического увеличивающего устройства. Основными узлами преобразователя являются: корпус *1*, индуктивные катушки *2*, измеритель-

ный стержень *4*, якорь *3*. Особенностью преобразователя (см. рис. XVI.22, *б*) является то, что катушки *2* закреплены не в корпусе *1*, а на измерительном стержне *3*; якорем служит прилив *4* внутри корпуса, относительно которого катушки смещаются при перемещении стержня. Корпус преобразователя, помимо своего основного назначения, служит экраном для индуктивных катушек от внешних электрических и магнитных полей. Измерительный стержень подвешивается к корпусу на пружинах мембранного типа.

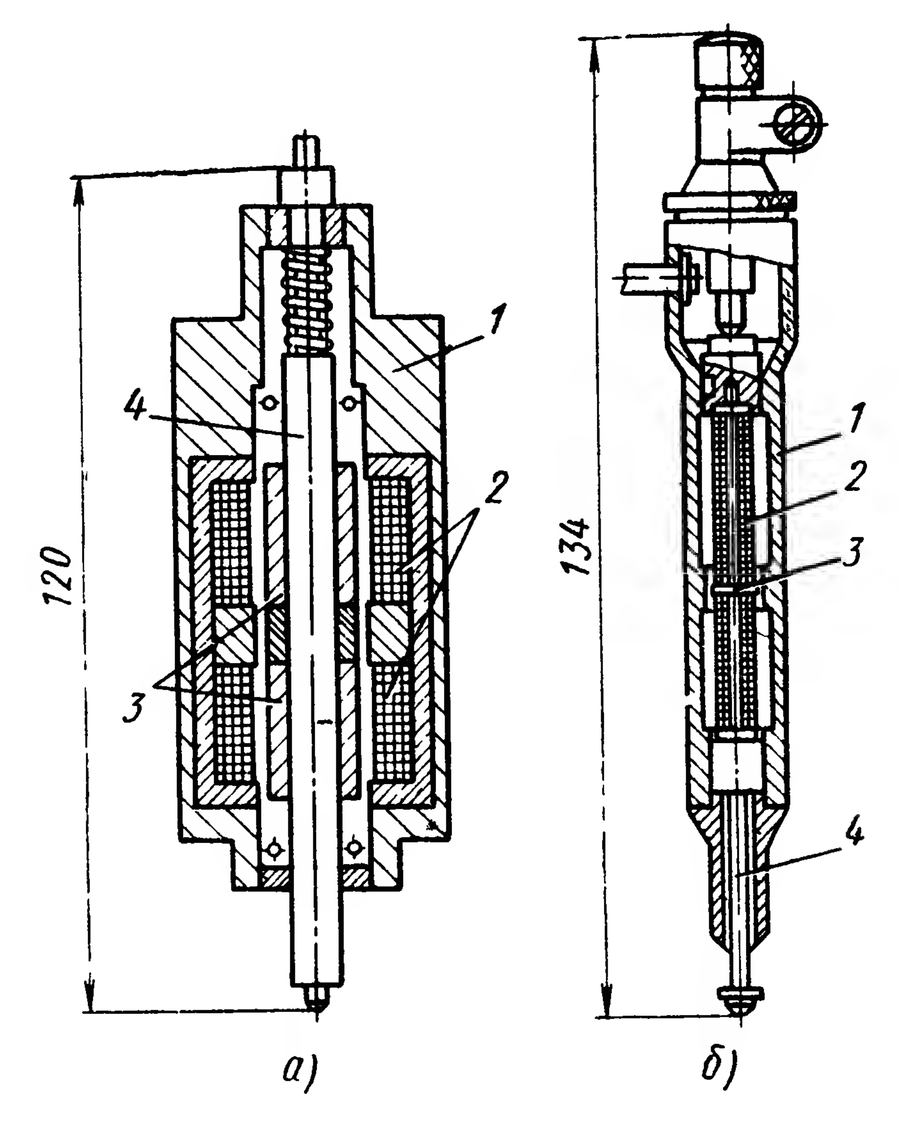


Рис. XVI.22. Конструкции безрычажных индуктивных преобразователей:

а — с подвижным якорем; *б* — с подвижными катушками

В табл. XVI.4 приведены основные технические характеристики серийно выпускаемых индуктивных преобразователей небольших перемещений.

Индукционные преобразователи предназначаются для преобразования линейного или углового перемещения в изменение взаимной индукции между двумя или несколькими катушками. Принцип действия такого преобразователя можно пояснить с помощью рис. XVI.23. На сердечнике установлены две катушки с обмотками, содержащими w_1 и w_2 витков. При изменении магнитного сопротивления $R_м$ цепи,

Таблица XVI. 4

Технические характеристики индуктивных преобразователей

Технические характеристики	Тип преобразователя*	
	213—2	226—3
Предел измерения в *мм*	±0,1; ±0,025; ±0,01; ±0,005	±0,08; ±0,04; ±0,02; ±0,008; ±0,004
Свободный ход измерительного тока в *мм*	0,6	1
Предельная погрешность в *мкм*	±5; ±0,5; ±0,2	±5; ±2; ±1; ±0,5; ±0,2
Габаритные размеры в *мм*	16×18×120	58×17×77
Присоединительный размер в *мм*	16	16

* Указанные преобразователи выпускаются заводом «Калибр».

например, при изменении зазора δ, будет изменяться взаимоиндукция M между катушками, которая определяется по формуле

$$M = \frac{w_1 \cdot w_2}{R_м}.$$

Обмотка одной из катушек является первичной, и к ней подводится переменный ток от источника питания. Во вторичной обмотке наводится э. д. с., величина которой изменяется в зависимости от изменения взаимоиндукции.

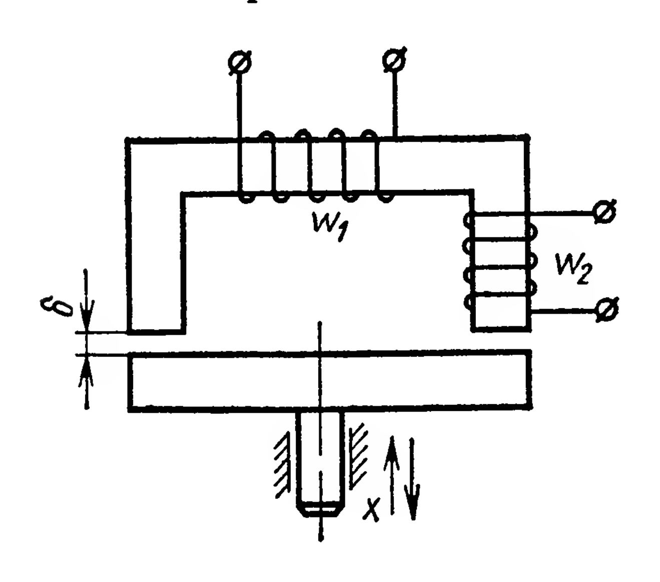


Рис. XVI.23. Принципиальная схема индукционного преобразователя

Таким образом, выходной величиной преобразователя такого типа является коэффициент взаимоиндукции M. У дифференциального трансформаторного преобразователя, применяемого для преобразования малых угловых перемещений (рис. XVI.24), обмотки *1'* и *1''* являются первичными и питаются переменным током. Когда якорь *3* находится в нейтральном положении, э. д. с., наведенные во вторичной обмотке, равны нулю, так как магнитные потоки обмоток *1'* и *1''* в этом случае равны и противоположны по направлению. При повороте якоря баланс магнитных потоков во вторичной обмотке *2* нарушается и в ней наводится э. д. с., фаза которой при переходе якоря через нуль изменяется на 180°.

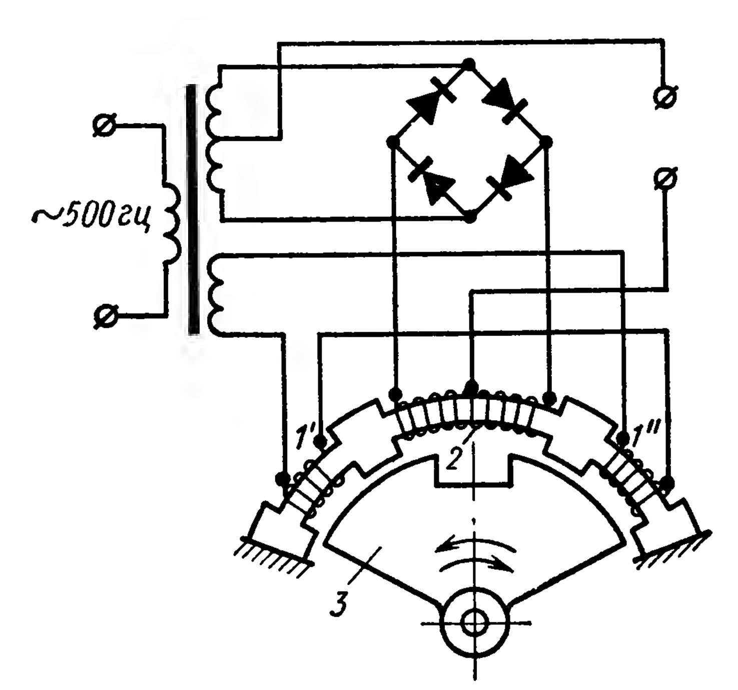


Рис. XVI.24. Индукционный преобразователь угла поворота

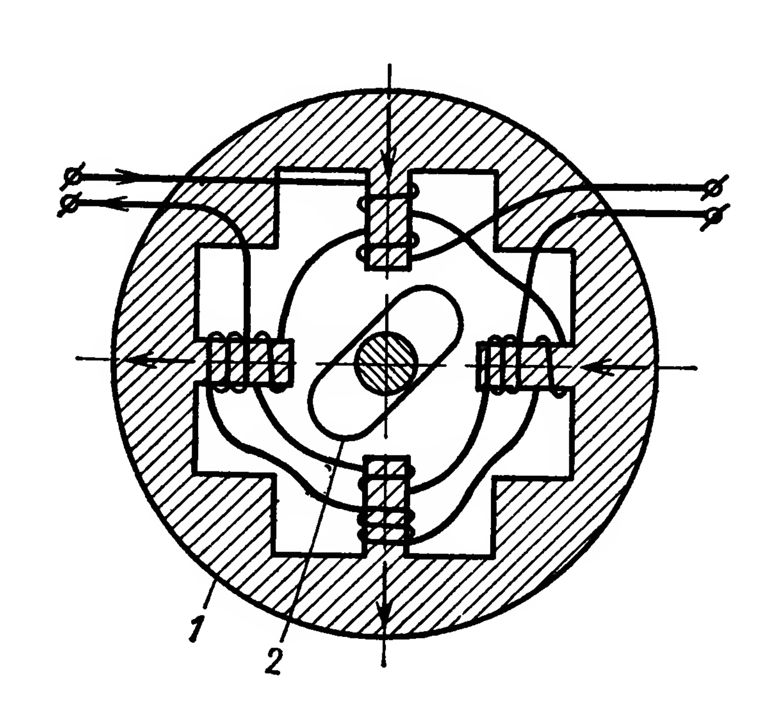


Рис. XVI.25. Микросин

К трансформаторным преобразователям, предназначенным для измерения углов поворота, относится также микросин (рис. XVI.25). Цепь возбуждения микросина состоит из четырех последовательно соединенных первичных обмоток. Обмотки располагаются на двух парах взаимно перпендикулярных полюсов статора *1*, причем магнитные потоки в каждой паре имеют одинаковое направление. На этих же полюсах расположены четыре вторичные обмотки,

соединенные последовательно. Э. д. с., которые наводятся в противоположных обмотках, складываются, причем э. д. с., наведенная в вертикальной паре обмоток, направлена навстречу э. д. с., наведенной в горизонтальной паре.

Нейтральным или нулевым называется такое положение ротора *2*, когда он располагается под углом 45° к полюсам статора. В этом случае магнитная проводимость цепи для вертикального и горизонтального потоков возбуждения одинакова, а наводимые в вертикальной и горизонтальной парах вторичных обмоток э. д. с. равны, но противоположны по знаку. Выходной сигнал при этом равен нулю.

Когда ротор поворачивается, например, по часовой стрелке, горизонтальный поток усиливается, вертикальный ослабляется и на выходе микросина возникает напряжение, амплитуда которого в некоторых пределах пропорциональна углу поворота ротора, а фаза при переходе ротора через нуль изменяется на 180°. Соединение обмоток возможно и по другой схеме. Микросин обладает двузначной характеристикой: положениям ротора, отличающимся на 180°, соответствуют одинаковые выходные сигналы.

Существуют трансформаторные преобразователи с однозначной характеристикой, позволяющие вводить неограниченные углы поворота (до 360° и более).

4. СЕЛЬСИНЫ

Конструкция и принцип действия. По конструкции сельсины делятся на контактные и бесконтактные.

Контактные сельсины аналогичны машинам переменного тока. Функции первичной цепи сельсина выполняет однофазная обмотка возбуждения, которая может располагаться как на статоре, так и на роторе. Если обмотка возбуждения находится на статоре (рис. XVI.26, *а*), который в этом случае выполняется с явно выраженными полюсами, то на роторе укладываются обмотки вторичной цепи, состоящей из трех распределенных обмоток, соединенных звездой. Магнитные оси этих обмоток сдвинуты одна относительно другой на угол 120°. Концы трехфазной обмотки вторичной цепи выводятся на коллектор, состоящий из трех токосъемных колец и щеток.

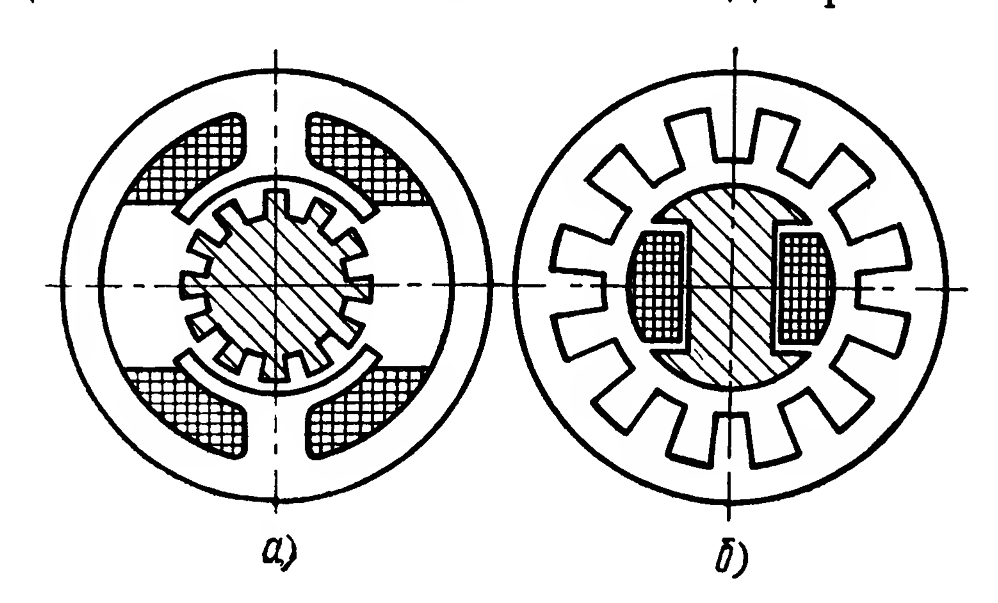


Рис. XVI.26. Конструкция контактных сельсинов:

а — обмотка возбуждения на статоре; *б* — обмотка возбуждения на роторе

Обмотка возбуждения может располагаться на роторе с двумя явно выраженными полюсами (рис. XVI.26, *б*). При этом вторичная

трехфазная распределенная обмотка укладывается в пазы статора. Сельсины с подобным расположением обмоток имеют коллекторы, состоящие из двух контактных колец и щеток, служащих для подвода питания к однофазной обмотке возбуждения.

У сельсинов, выполненных по первому варианту, т. е. с явно выраженными полюсами на статоре, габариты и вес ротора больше, чем у сельсинов, выполненных по второму варианту. Большие размеры ротора являются недостатком конструкции. Кроме того, вследствие значительного числа контактных колец и щеток сельсины, выполненные по первому варианту, характеризуются увеличенным значением момента трения и, следовательно, величина устанавливающего момента для них должна быть большей, что также является недостатком. К достоинствам сельсинов, выполненных по первому варианту, можно отнести удобство балансировки ротора. На практике сельсины, имеющие статор с явно выраженными полюсами, применяются в мощных дистанционных передачах, а сельсины с явнополюсным ротором — главным образом в маломощных индикаторных передачах.

В индикаторных синхронных передачах различают сельсин-датчик и сельсин-приемник. На валу сельсина-приемника в некоторых случаях устанавливают успокоители, предназначенные для демпфирования возможных колебаний в процессе работы индикаторной системы. Успокоители могут иметь различное конструктивное оформление [16].

Сельсины, применяемые в следящих системах для измерения угла рассогласования, в конструктивном отношении не имеют принципиальных отличий от сельсинов-датчиков или сельсинов-приемников. Сельсины, работающие в трансформаторном режиме и предназначенные для измерения угла рассогласования, имеют первичную однофазную и вторичную трехфазную обмотки с неявно выраженными полюсами. Первичная однофазная обмотка обычно является выходной и подключается ко входу усилителя.

Для алгебраического суммирования угловых величин часто применяют также дифференциальные сельсины, которые имеют и статор и ротор с неявно выраженными полюсами. На статоре и роторе располагаются трехфазные обмотки, соединенные звездой. В остальном конструкция дифференциальных сельсинов аналогична описанным выше.

Принцип действия контактных сельсинов заключается в следующем. Если подключить однофазную обмотку возбуждения сельсина к источнику питания переменного тока, то возникает пульсирующий (с частотой источника питания) магнитный поток, который пронизывает обмотки вторичной цепи. Величина э. д. с., наведенной в той или иной обмотке вторичной цепи, зависит от углового положения этой обмотки относительно магнитной оси обмотки возбуждения. Когда направление оси совпадает с направлением потока возбуждения, в обмотке наводится максимальная э. д. с. Если же ось располагается перпендикулярно направлению действия потока,

то э. д. с. равна нулю. При полном обороте ротора сельсина в каждой обмотке вторичной цепи совершается полный цикл изменения величины э. д. с., соответствующий периоду. Обычно форма полюсов сельсина такова, что э. д. с. во вторичных обмотках пропорциональна косинусу угла между магнитными осями обмоток вторичной цепи и обмотки возбуждения. Магнитные оси обмоток вторичной цепи сдвинуты одна относительно другой на 120°, поэтому изменения э. д. с. в обмотках при вращении ротора происходят со сдвигом в 120° и 240°, т. е. величины э. д. с. в обмотках пропорциональны $\cos\theta$, $\cos(\theta - 120°)$, $\cos(\theta - 240°)$.

На рис. XVI.27 показана электрическая схема соединений сельсина-датчика с сельсином-приемником, образующих дистанционную индикаторную систему передачи показаний. В обмотках датчика и приемника пульсирующие магнитные потоки возбуждения наводят э. д. с., величина которых зависит от расположения той или иной обмотки относительно обмотки возбуждения.

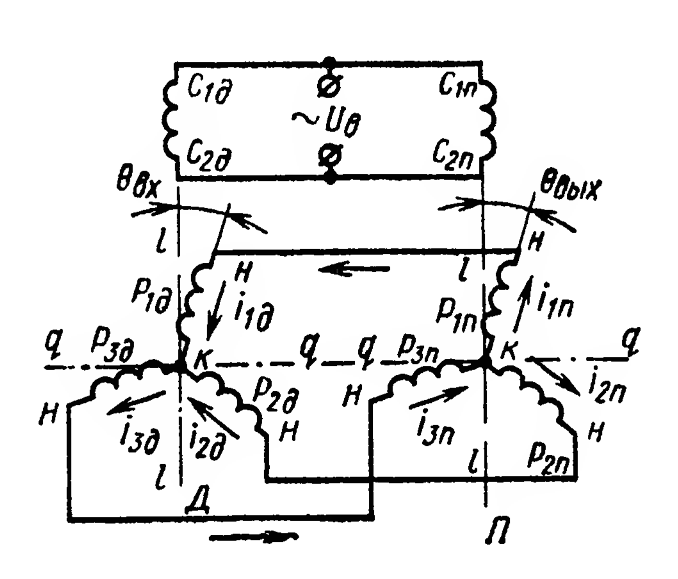


Рис. XVI.27. Индикаторная самосинхронизирующая синхронная передача

При одинаковом расположении роторов приемника и датчика относительно своих потоков возбуждения ток в соответствующих фазах будет равен нулю. При наличии угла рассогласования, т. е. в том случае, когда ротор датчика повернут на угол $\theta_{вх}$ относительно обмотки возбуждения, а ротор приемника — на угол $\theta_{вых} \neq \theta_{вх}$, э. д. с. в обмотках вторичной цепи датчика и приемника различны по величине, что вызывает появление фазовых токов. Возникающий при этом на сельсине-приемнике синхронизирующий момент стремится повернуть ротор приемника в положение, при котором угол рассогласования равен нулю.

Принцип действия сельсинов можно объяснить вводя в рассмотрение магнитный поток вторичной цепи приемника.

Если обмотку возбуждения приемника отключить от источника питания и положить $\theta_{вых} = 0$, то токи в фазах индикаторной системы будут определяться только э. д. с. обмоток датчика.

В соответствии со схемой (рис. XVI.27) и принципом действия контактных сельсинов ток в первой фазе будет пропорционален $\cos\theta_{вх}$, во второй фазе $\cos(\theta_{вх} + 120°)$, в третьей фазе $\cos(\theta_{вх} - 120°)$.

Фазовые токи, протекая по обмоткам $P_{1п}$, $P_{2п}$ и $P_{3п}$, вызовут появление потоков в каждой из обмоток и образование результирующего потока, который при повороте ротора датчика на некоторый угол по часовой стрелке поворачивается на тот же угол, но в противоположную сторону. Это легко установить, определяя

вектор результирующего потока во вторичной цепи приемника по уравнению:

$$A\cos\theta_{вх} + Ae^{-j120^\circ}\cdot\cos(\theta_{вх} - 120^\circ) + $$
$$+ Ae^{j120^\circ}\cdot\cos(\theta_{вх} + 120^\circ) = \frac{3}{2}Ae^{-j\theta_{вх}},$$

из которого видно, что результирующий поток вторичной цепи приемника поворачивается на угол $-\theta_{вх}$ при повороте ротора датчика на угол $\theta_{вх}$.

Если теперь обмотку возбуждения приемника подключить к источнику питания $U_в$, то пульсирующий магнитный поток возбуждения, взаимодействуя с потоком вторичной цепи, образует вращающий момент, который стремится повернуть ротор приемника в положение, при котором оба потока будут совпадать по направлению.

Таким образом, назначение сельсина-датчика состоит в том, чтобы преобразовать угловое положение своей оси в группу напряжений, совпадающих по фазе или находящихся в противофазе с напряжением возбуждения, и по величине определяемых угловым положением ротора. В задачу сельсина-приемника входит обратная функция, т. е. превращение этих напряжений в угловое положение своего ротора, такое же, как и у ротора датчика.

Дифференциальный сельсин. При использовании дифференциального сельсина в качестве приемника (рис. XVI.28,*а*) можно осуществить управление из двух пунктов. Принцип работы такой схемы заключается в следующем. Предположим, что ротор датчика $Д_1$ совершил поворот по часовой стрелке на угол θ_1. Тогда результирующий магнитный поток статора дифференциального сельсина *ДС*, соединенного электрически с обмотками вторичной цепи датчика $Д_1$, повернется на тот же угол θ_1, но против часовой стрелки, и займет положение Φ_1'. Поворачивая ротор датчика $Д_2$ на угол θ_2 по часовой стрелке, устанавливаем, что результирующий магнитный поток Φ_2' ротора дифференциального сельсина, соединенного электрически с обмотками вторичной цепи датчика $Д_2$, повернется против часовой стрелки на тот же угол θ_2. Так как магнитные потоки Φ_1' и Φ_2' дифференциального сельсина направлены под некоторым углом $\theta_2 - \theta_1$, то возникает вращающий (синхронизирующий) момент, который и поворачивает ротор дифференциального сельсина на угол, при котором магнитные потоки Φ_1' и Φ_2' совпадут по направлению. Очевидно, что этот угол равен разности $\theta_2 - \theta_1$. Если ротор датчика $Д_2$ повернут на угол θ_2 против часовой стрелки, то ротор дифференциального сельсина поворачивается на угол, равный сумме $\theta_1 + \theta_2$. Следовательно, основным назначением дифференциального сельсина-приемника является преобразование серии переменных напряжений со стороны обычных сельсинов-датчиков в угловое положение своего ротора, равное алгебраической сумме перемещений валов этих датчиков.

Дифференциальный сельсин также может выполнять функции датчика (рис. XVI. 28, *б*). При повороте ротора датчика $Д_1$ на угол θ_1 по часовой стрелке результирующий магнитный поток Φ_1' статора дифференциального сельсина поворачивается на тот же угол в противоположную сторону. Если ротор дифференциального сельсина занимает такое положение, при котором магнитные оси его обмоток параллельны соответствующим магнитным осям обмоток статора, то э. д. с., наведенные в обмотках P_1', P_2' и P_3', будут такими же, как в обмотках P_1, P_2 и P_3 датчика, потому что поток статора Φ_1' дифференциального сельсина занимает отно-

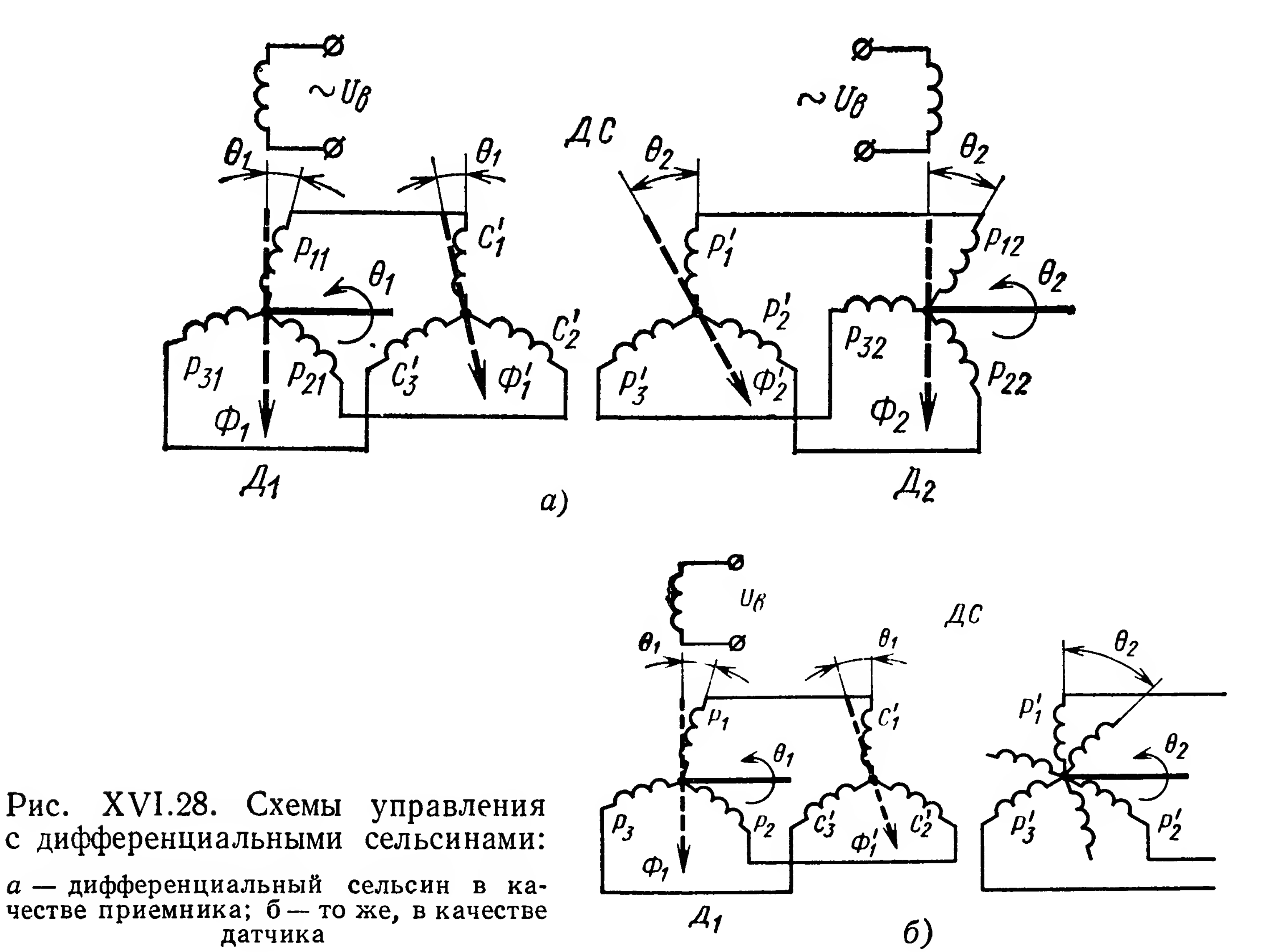


Рис. XVI.28. Схемы управления с дифференциальными сельсинами:

а — дифференциальный сельсин в качестве приемника; б — то же, в качестве датчика

сительно обмоток ротора такое же положение, как поток статора Φ_1 датчика $Д_1$ относительно обмоток ротора. При повороте ротора дифференциального сельсина на угол θ_2 по часовой стрелке, изменится относительное расположение потока Φ_1' и обмоток P_1', P_2' и P_3', которое в этом случае будет характеризоваться величиной $\theta_1 + \theta_2$.

Аналогичное относительное расположение потока Φ_1' и обмоток ротора дифференциального сельсина можно было бы получить, не поворачивая ротор *ДС*, а дополнительно повернув ротор датчика $Д_1$ на угол θ_2 в направлении стрелки часов. Величина э. д. с. в обмотках P_1', P_2' и P_3' при этом будет характеризоваться алгебраической суммой фактических угловых положений ротора датчика $Д_1$ и ротора дифференциального сельсина *ДС*.

Таким образом, функция дифференциального сельсина-датчика отличается от функции простого сельсина-датчика тем, что он

превращает в напряжение не только положение своего ротора, но и угловое положение ротора простого датчика, связанного с ним электрически и находящегося в отдалении.

Основным недостатком контактных сельсинов является наличие контактных колец и щеток, которые увеличивают момент трения и вследствие этого уменьшают точность передачи показаний. Кроме того, контактные кольца и щетки не могут обеспечить вполне надежную эксплуатацию сельсинов, так как в процессе работы они могут обгорать. Это приводит к нарушению контакта и может явиться причиной аварий.

Бесконтактные сельсины, конструкция и теория работы которых разработаны советскими учеными, свободны от этих недостатков.

На статоре бесконтактного сельсина (рис. XVI.29) размещены неподвижные обмотки возбуждения *1* и обмотки *2* вторичной трехфазной цепи. Магнитные оси этих обмоток взаимно перпендикулярны. Следовательно, обмотка возбуждения, магнитная ось которой направлена вдоль оси ротора *3* сельсина, не влияет на обмотки вторичной цепи. Для связи между обмотками первичной и вторичной цепей используется подвижная часть сельсина — ротор, который не имеет обмоток и состоит из двух частей специальной формы, собранных из металлических пластин и разделенных прокладкой *4* из немагнитного материала. Особенностью такой конструкции является то, что магнитный поток сельсина, направленный параллельно магнитной оси обмотки возбуждения (оси ротора), переходит в плоскость, перпендикулярную к оси ротора и параллельную магнитным осям обмоток вторичной цепи. В результате этого и осуществляется связь между обмотками первичной и вторичной цепей. При вращении ротора вращается и магнитный поток, что создает условия для наведения э. д. с. в обмотках вторичной цепи, по величине зависящих от углового положения ротора.

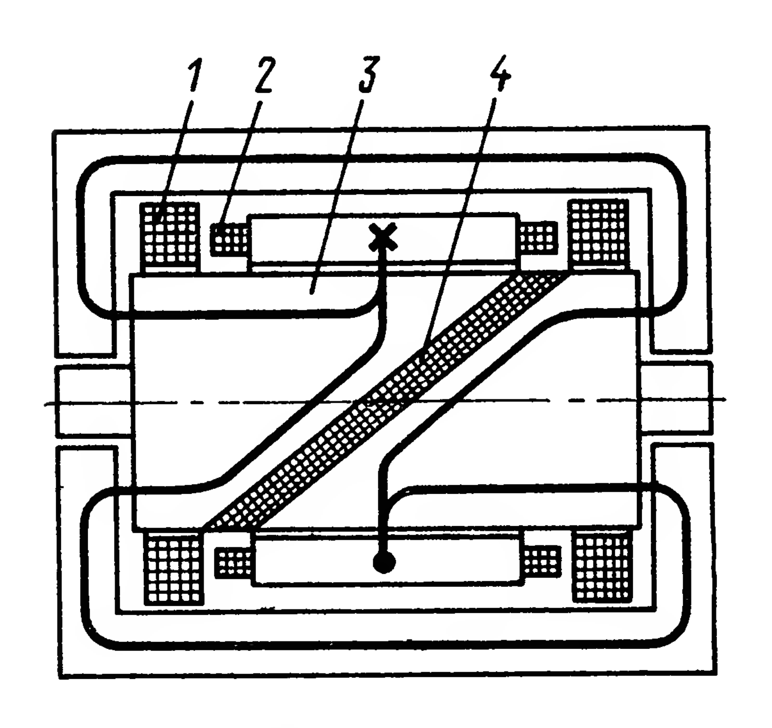


Рис. XVI.29. Бесконтактный сельсин

Индикаторный режим работы сельсинов. Система уравнений сельсинов, работающих в индикаторном режиме, может быть составлена на основании схемы рис. XVI. 27.

Полагая, что сельсин-датчик и сельсин-приемник имеют одинаковые параметры и что при напряжении возбуждения $U_в$, одинаковом для датчика и приемника, в обмотках вторичной цепи датчика возникают напряжения $U_{1д}$, $U_{2д}$, $U_{3д}$, а в обмотках вторичной цепи приемника — напряжения $U_{1п}$, $U_{2п}$, $U_{3п}$, получим систему уравнений в следующем виде:

$$U_{1д} = i_{1д} r + \frac{d\psi_{1д}}{dt}; \quad U_{1п} = i_{1п} r + \frac{d\psi_{1п}}{dt}; \quad \Big\} \qquad \text{(XVI.17)}$$

$$
\left.
\begin{aligned}
U_{2д} &= i_{2д} r + \frac{d\psi_{2д}}{dt}; \quad U_{2п} = i_{2п} r + \frac{d\psi_{2п}}{dt};\\
U_{3д} &= i_{3д} r + \frac{d\psi_{3д}}{dt}; \quad U_{3п} = i_{3п} r + \frac{d\psi_{3п}}{dt};\\
U_{в} &= i_{вд} R + \frac{d\psi_{вд}}{dt}; \quad U_{в} = i_{вп} R + \frac{d\psi_{вп}}{dt};
\end{aligned}
\right\} \qquad (XVI.17)
$$

где $i_{1д}, i_{2д}, i_{3д}, i_{вд}$ — токи в первой, второй и третьей фазах и обмотке возбуждения датчика соответственно;

$i_{1п}, i_{2п}, i_{3п}, i_{вп}$ — токи в первой, второй и третьей фазах и обмотке возбуждения приемника соответственно;

r, R — активное сопротивление обмоток вторичной цепи и обмоток возбуждения соответственно;

$\psi_{1д}, \psi_{2д}, \psi_{3д}, \psi_{вд}, \psi_{1п}, \psi_{2п}, \psi_{3п}, \psi_{вп}$ — потокосцепления фазовых обмоток и обмоток возбуждения датчика и приемника соответственно.

Из теории электрических машин переменного тока известно, что потокосцепления, входящие в систему уравнений (XVI.17), могут быть записаны в виде формул:

$$
\left.
\begin{aligned}
\psi_{1к} &= L_{1к} i_{1к} + M_{1вк} i_{вк} + M_{12к} i_{2к} + M_{13к} i_{3к};\\
\psi_{2к} &= L_{2к} i_{2к} + M_{2вк} i_{вк} + M_{21к} i_{1к} + M_{23к} i_{3к};\\
\psi_{3к} &= L_{3к} i_{3к} + M_{3вк} i_{вк} + M_{31к} i_{1к} + M_{32к} i_{2к};\\
\psi_{вк} &= L_{в} i_{вк} + M_{в1к} i_{1к} + M_{в2к} i_{2к} + M_{в3к} i_{3к},
\end{aligned}
\right\} \qquad (XVI.18)
$$

где

$$
\left.
\begin{aligned}
L_{1к} &= L_{ср} + L_m \cos 2\theta;\\
L_{2к} &= L_{ср} + L_m \cos (2\theta + 120^\circ);\\
L_{3к} &= L_{ср} + L_m \cos (2\theta - 120^\circ);\\
M_{12к} &= -M_{ср} + M_m \cos (2\theta - 120^\circ);\\
M_{13к} &= -M_{ср} + M_m \cos (2\theta + 120^\circ);\\
M_{23к} &= -M_{ср} + M_m \cos 2\theta;\\
M_{1вк} &= M \cos \theta;\\
M_{2вк} &= M \cos (\theta - 120^\circ);\\
M_{3вк} &= M \cos (\theta + 120^\circ).
\end{aligned}
\right\} \qquad (XVI.19)
$$

$L_{1к}$, $L_{2к}$, $L_{3к}$ — индуктивности первой, второй и третьей фазовых обмоток соответственно;

$M_{12к}$, $M_{13к}$, $M_{23к}$ — коэффициенты взаимоиндукции между первой и второй, первой и третьей, второй и третьей фазовыми обмотками соответственно;

$M_{1вк}$, $M_{2вк}$, $M_{3вк}$ —коэффициенты взаимоиндукции между первой, второй и третьей фазовыми обмотками и обмоткой возбуждения соответственно.

В формулах (XVI.19) M_m является амплитудным значением взаимоиндуктивности фазы, определяемым как полуразность между максимальным и минимальным значениями взаимоиндуктивности; $M_{ср}$ представляет среднее значение взаимоиндуктивности фазы и определяется как полусумма максимального и минимального значений взаимоиндуктивности. Аналогичным образом определяются L_m и $L_{ср}$.

Для получения потокосцеплений датчика в системах уравнений (XVI.18) и (XVI.19) вместо индекса k нужно поставить индекс $д$, а вместо угла θ — угол $\theta_{вх}$. Для получения потокосцеплений приемника индекс k и угол θ заменяют соответственно на $п$ и $\theta_{вых}$.

Решение системы уравнений (XVI.17) представляет известные трудности. Система может быть решена, если физические процессы в сельсинах рассматривать не вдоль магнитных осей вторичных фазовых обмоток, а вдоль продольной оси, совпадающей с направлением магнитной оси обмотки возбуждения, и поперечной оси, имеющей направление, перпендикулярное первому [10].

Система уравнений (XVI.17) может быть преобразована к виду

$$\left.\begin{aligned} &2ai_3+bi_4(1+e^{-j2\theta})+cU_в(1-e^{-j\theta})=0;\\ &2ei_4+di_3(1+e^{j2\theta})+fU_в(1-e^{j\theta})=0 \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XVI.20)}$$

или

$$\left.\begin{aligned} &-2ai_1e^{-j\theta}-bi_2e^{j\theta}(1+e^{-j2\theta})+cU_в(1-e^{-j\theta})=0;\\ &-2ei_2e^{j\theta}-di_1e^{-j\theta}(1+e^{j2\theta})+fU_в(1-e^{j\theta})=0, \end{aligned}\right\}$$

где

$$\left.\begin{aligned} &i_1=-i_3e^{j\theta}=\frac{1}{2}e^{j\theta_{вх}}\left(i_{1д}+i_{2д}e^{-j\frac{2\pi}{3}}+i_{3д}e^{j\frac{2\pi}{3}}\right);\\ &i_2=-i_4e^{-j\theta}=\frac{1}{2}e^{-j\theta_{вх}}\left(i_{1д}+i_{2д}e^{j\frac{2\pi}{3}}+i_{3д}e^{-j\frac{2\pi}{3}}\right); \end{aligned}\right\}$$

$i_{lд}=i_1+i_2$ — продольная составляющая тока во вторичной цепи датчика;

$i_{qд}=-j(i_2-i_1)$ — поперечная составляющая тока во вторичной цепи датчика;

$i_{lп}=i_3+i_4$ — продольная составляющая тока во вторичной цепи приемника;

$i_{qп}=-j(i_4-i_3)$ — поперечная составляющая тока во вторичной цепи приемника;

$\theta = \theta_{вх} - \theta_{вых}$ — угол рассогласования;

$$\left.\begin{aligned}
a &= r + (p - j\Omega)\left[(L_{cp} + M_{cp}) - \frac{3}{4}\cdot\frac{pM^2}{R + pL_в}\right];\\
b &= (p - j\Omega)\left[\left(\frac{L_m}{2} + M_m\right) - \frac{3}{4}\cdot\frac{pM^2}{R + pL_в}\right];\\
c &= (p - j\Omega)\,\frac{3}{4}\cdot\frac{M}{R + pL_в};\\
d &= (p + j\Omega)\left[\left(\frac{L_m}{2} + M_m\right) - \frac{3}{4}\cdot\frac{pM^2}{R + pL_в}\right];\\
e &= r + (p + j\Omega)\left[(L_{cp} + M_{cp}) - \frac{3}{4}\cdot\frac{pM^2}{R + pL_в}\right];\\
f &= (p + j\Omega)\,\frac{3}{4}\cdot\frac{M}{R + pL_в};
\end{aligned}\right\}$$

$\Omega = \frac{d\theta_{вх}}{dt} = \frac{d\theta_{вых}}{dt}$ — угловая скорость вращения датчика и приемника.

Входящий в коэффициенты a, b, c, d, e, f оператор p при решении системы уравнений относительно токов i_3 и i_4 или i_1 и i_2 обычно заменяется величиной $j\omega$, т. е. считается, что $p = j\omega$. В этом случае полученные формулы для токов будут характеризовать установившийся режим в индикаторной синхронной передаче.

С и н х р о н и з и р у ю щ и й м о м е н т. Из теории электрических машин переменного тока известно, что электромагнитный момент определяется выражением

$$M_{ск} = \frac{2}{3}(\psi_{lк} i_{qк} - \psi_{qк} i_{lк}), \qquad \text{(XVI.21)}$$

где

$$\psi_{lк} = i_{lк}\left(L_{cp} + M_{cp} + \frac{1}{2}L_m + M_m\right) + \frac{3}{2}Mi_{вк};$$

$$\psi_{qк} = i_{qк}\left(L_{cp} + M_{cp} - \frac{1}{2}L_m - M_m\right).$$

Синхронизирующий момент сельсина-датчика или сельсина-приемника может быть определен выражением (XVI.21), если в него подставить значения потокосцеплений ψ_{lk} и ψ_{qk}. Например, синхронизирующий момент на валу сельсина-приемника

$$M_{cn} = \frac{2}{3}\left[i_{ln} i_{qn}(L_l - L_q) + \frac{3}{2}Mi_{bn} i_{вn}\right], \qquad \text{(XVI.22)}$$

где

$$L_l = L_{cp} + M_{cp} + \frac{1}{2}L_m + M_m;$$

$$L_q = L_{cp} + M_{cp} - \frac{1}{2}L_m - M_m.$$

Выражение (XVI.22) показывает, что синхронизирующий момент сельсина имеет две составляющие, одна из которых носит реактивный характер и обусловлена наличием явно выраженных полюсов, а вторая — взаимодействием потока возбуждения с поперечной сос-

тавляющей вторичного тока. Нужно сказать, что первая составляющая момента $i_{ln}i_{qn}(L_l - L_q)$ не является основной и ею в большинстве случаев можно пренебречь, так как режим работы индикаторной синхронной передачи обычно соответствует малым углам рассогласования, при которых размагничивающее действие продольной составляющей вторичного тока i_{ln} мало, и она практически равна нулю. В тех случаях, когда сельсины не имеют явно выраженных полюсов, реактивная составляющая вообще отсутствует, так как $L_l = L_q$.

Таким образом, синхронизирующий момент сельсина без большого ущерба для практических расчетов в области малых углов рассогласования может определяться по выражению

$$M_{cn} = M i_{вn} i_{qn}. \qquad \text{(XVI.23)}$$

Подставляя в уравнения (XVI.22) и (XVI.23) токи $i_{вn}$, i_{qn} и i_{ln}, получим теоретическую зависимость синхронизирующего момента не только от угла рассогласования, но и от скорости вращения роторов сельсинов индикаторной синхронной передачи.

Воспользовавшись формулой (XVI.22), нетрудно показать, что синхронизирующий момент сельсина в синхронной передаче при постоянном угле рассогласования с возрастанием скорости убывает.

Найдем зависимость синхронизирующего момента от угла рассогласования $M_{cn} = f(\theta)$ при постоянной скорости. Полагая, что скорость равна нулю и сельсины не имеют явно выраженных полюсов, а также активное сопротивление обмотки возбуждения мало по сравнению с ее индуктивным сопротивлением, используя уравнение (XVI.23) и находя значения токов $i_{вn}$ и i_{qn}, получим

$$M_{cn} = M_0 \frac{\sqrt{1+\beta^2}}{1+[\alpha+(\beta-\alpha)\cos\theta]^2} \cdot \sin\theta, \qquad \text{(XVI.24)}$$

где

$$M_0 = \frac{3}{4} \cdot \frac{U_в^2 M^2}{\omega L_в^2 r}; \qquad \text{(XVI.25)}$$

$$\beta = \frac{1}{r}\,\omega\,(L_{cp} + M_{cp}); \qquad \text{(XVI.26)}$$

$$\gamma = \beta - \alpha = \frac{3}{4} \cdot \frac{\omega^2 M^2}{\omega L_в r}. \qquad \text{(XVI.27)}$$

Характер изменения синхронизирующего момента при изменении угла рассогласования, как показывает уравнение (XVI.24), может быть различным и зависит от соотношения параметров β и γ, которые определяются выражениями (XVI.26) и (XVI. 27). Так, например, при $\beta > \gamma$ график функции $\frac{M_{cn}}{M_0} = \varphi(\theta)$, приведенный на рис. XVI.30, соответствует кривой *1*, а при $\beta < \gamma$ — кривой *2*. Обычно $\beta > \gamma$, поэтому зависимость $M_{cn} = f(\theta)$ сельсинов с неявно выраженными полюсами имеет вид кривой *1*. Наличие явно выраженных полюсов, как это следует из уравнения (XVI.22), обуслов-

ливает реактивную составляющую момента, которая увеличивает результирующий синхронизирующий момент. Благодаря этому возрастает и крутизна кривой $M_{сп} = f(\theta)$ в области малых углов рассогласования.

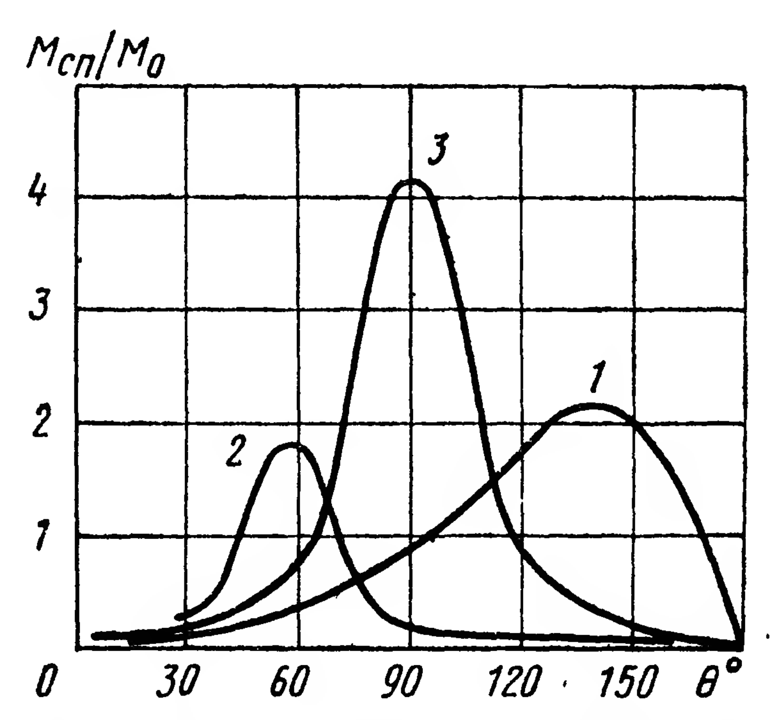


Рис. XVI.30 Кривые изменения синхронизирующего момента для различных соотношений параметров β и γ: кривые 1—3 имеют соответственно $\beta/\gamma = 2$; 0,4 1 (при $\beta = 4$)

У д е л ь н ы й   с т а т и ч е с к и й   с и н х р о н и з и р у ю щ и й   м о м е н т. Крутизна кривой, представляющей зависимость синхронизирующего момента от угла рассогласования, в точке $\theta = 0$, характеризуемая производной

$$\left[\frac{dM_{сп}}{d\theta}\right]_{\theta=0} = M_{уп},$$

обычно называется удельным статическим синхронизирующим моментом.

Величину удельного момента можно выразить через параметры сельсина. Поскольку удельный момент характеризуется крутизной характеристики $M_{сп} = f(\theta)$ в начале координат, то при определении $M_{уп}$ принимаем $\Omega = 0$ и $\dot{I}_{ln} = 0$. Следовательно, удельный момент может быть вычислен по формуле (XVI.23), в которой поперечная составляющая тока и ток в обмотке возбуждения определяются уравнениями

$$\dot{I}_{qn} = \frac{c\dot{U}_в}{a - b\cos\theta}\sin\theta; \qquad \text{(XVI.28)}$$

$$\dot{I}_{вn} = \frac{\dot{U}_в}{Z_в} - \frac{j\omega M}{Z_в}\dot{I}_{ln}. \qquad \text{(XVI.29)}$$

В уравнении (XVI.29) в правой части составляющая $\frac{j\omega M}{Z_в}\dot{I}_{ln}$ ввиду малости $\dot{I}_{ln}$ может быть принята равной нулю.

При малых значениях θ получим следующее выражение для синхронизирующего момента:

$$M_{сп} = M\frac{c\dot{U}_в}{a-b}\theta\frac{\dot{U}_в}{Z_в}. \qquad \text{(XVI.30)}$$

Подставляя в уравнение (XVI.30) значения коэффициентов a, b и c и представляя угол рассогласования в градусах, а синхронизирующий момент в *гсм*, получим

$$M_{сп} = \frac{3}{4}\cdot\frac{\pi}{180}\cdot\frac{10^5}{9{,}81}\frac{\omega M^2 U_в^2}{Z_в^2 Z_q}\theta, \qquad \text{(XVI.31)}$$

где

$$Z_q = \sqrt{r^2 + \omega^2 L_q^2};$$
$$Z_в^2 = R^2 + \omega^2 L_в^2,$$

откуда удельный момент

$$M_{уп} = \frac{3}{4} \frac{\pi}{180} \frac{10^5}{9{,}81} \frac{\omega M^2 U_в^2}{Z_в^2 Z_q} \text{ гсм/град.} \qquad \text{(XVI.32)}$$

Работа сельсина-датчика с несколькими параллельно включенными приемниками. Можно показать, что при работе датчика с n приемниками в случае, когда сопротивления фазы датчика и фазы приемника равны и соответствуют величине Z, синхронизирующий момент датчика $M_{сд}$ и синхронизирующий момент приемника $M_{сп}$ определяются выражениями

$$\left.\begin{aligned} M_{сд} &= M_c \frac{2n}{n+1}; \\ M_{сп} &= M_c \frac{2}{n+1}, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XVI.33)}$$

где $M_c = \frac{A}{2Z}$ — синхронизирующий момент сельсина при $n = 1$.

Таким образом при работе датчика с n приемниками синхронизирующий момент каждого сельсина-приемника уменьшается в $\frac{2}{n+1}$ раз по сравнению с тем случаем, когда датчик работает на один приемник. В результате этого снижается удельный момент и, как правило, увеличивается ошибка при передаче показаний. Для предотвращения снижения точности необходимо, чтобы сопротивление фазы сельсина-датчика было в n раз меньше сопротивления фазы сельсина-приемника, тогда

$$M_{сд} = \frac{A}{\frac{Z}{n} + \frac{Z}{n}} = n\frac{A}{2Z} = nM_c; \qquad \text{(XVI.34)}$$

$$M_{сп} = \frac{nM_c}{n} = M_c. \qquad \text{(XVI.35)}$$

Синхронизирующий момент приемника оказывается равным синхронизирующему моменту, возникающему в сельсине при работе одного датчика на один приемник, у которого $Z_п = Z_д$.

При определении влияния числа приемников n на величину синхронизирующего момента предполагалось, что сопротивление линий равно нулю. В действительности этого нет, в особенности если передача ведется на большие расстояния. Если учесть сопротивление линии $Z_л$, то синхронизирующий момент с увеличением $Z_л$ будет уменьшаться, что приведет к увеличению ошибки.

Классы точности индикаторных сельсинов. Статическая точность работы синхронной передачи прежде всего определяется нагрузкой или внешним моментом на валу приемника, а также собственной ошибкой сельсинов, величина которой нормализуется классом точности и, наконец, ошибкой, возникающей в процессе эксплуатации с течением времени.

Собственная ошибка сельсинов зависит от особенностей конструктивного выполнения сельсинов.

К основным факторам, влияющим на собственную ошибку, следует отнести момент сил трения, который складывается из момента трения в подшипниках и в случае применения контактных сельсинов момента трения токосъемных щеток на кольцах коллектора. Собственная ошибка, обусловленная моментом трения, может быть определена по формуле

$$\theta = \frac{M_T}{M_{yn}}. \qquad \text{(XVI.36)}$$

Это выражение соответствует утверждению, что сельсин-приемник будет неподвижен до тех пор, пока синхронизирующий момент $M_{yn}\theta$ не станет равным или большим момента трения M_T.

Вторым фактором, обусловливающим собственную ошибку сельсина, следует считать неточную балансировку ротора приемника.

Подробнее о собственной ошибке сельсина можно найти, например, в работе [16].

В зависимости от величины собственной ошибки сельсины группируются по классам. Классы определяются по средней максимальной ошибке, равной полусумме абсолютных максимальных отклонений от согласованного положения со знаком плюс и со знаком минус, т. е.

$$\Delta\theta = \frac{|\Delta\theta^+| + |\Delta\theta^-|}{2},$$

где $|\Delta\theta^+|$ — абсолютная величина максимального отклонения со знаком плюс;

$|\Delta\theta^-|$ — абсолютная величина максимального отклонения со знаком минус.

К первому классу относятся сельсины, допустимая ошибка которых составляет $\pm 0{,}75°$, ко второму классу — сельсины с ошибкой $\pm 1{,}5°$ и к третьему классу — сельсины, ошибка которых составляет $\pm 2{,}5°$.

Работа сельсинов в трансформаторном режиме. С помощью сельсинов, работающих в трансформаторном режиме, можно преобразовать угол рассогласования в эквивалентное ему переменное напряжение. На рис. XVI.31 показан сельсинный преобразователь, состоящий из сельсина-датчика и сельсина-трансформатора. Сельсин-трансформатор возбуждается тремя переменными фазовыми напряжениями сельсина-датчика и создает переменное напряжение, у которого амплитуда пропорциональна углу рассогласования между

положениями оси датчика и оси сельсина-трансформатора, а фаза зависит от направления или знака рассогласования. Переменное выходное напряжение с амплитудой и фазой, однозначно определяемыми углом рассогласования, снимается с однофазной обмотки сельсина-трансформатора, которая обычно соединяется со входом усилительного устройства.

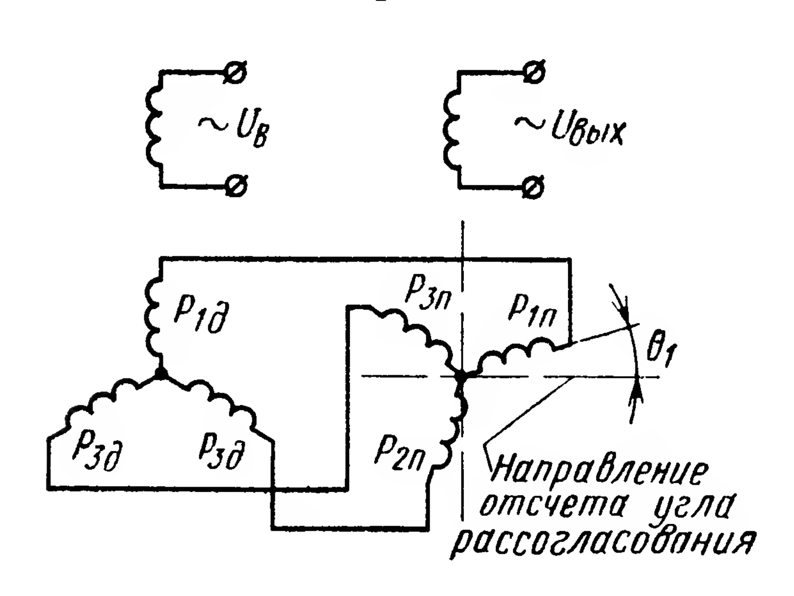


Рис. XVI.31. Преобразователь угла рассогласования, составленный из сельсина-датчика и сельсина-трансформатора

Предполагая одинаковые параметры сельсина-датчика и сельсина-трансформатора, сделаем качественную оценку работы измерительной системы.

Для определения выходного напряжения, выраженного через параметры сельсинов, можно использовать систему уравнений (XVI.20), учитывая при этом отсутствие напряжения возбуждения на однофазной обмотке приемника. Для трансформаторного режима уравнения (XVI.20) принимают вид

$$\left.\begin{aligned} 2ai_3 + bi_4(1 + e^{-j2\theta}) - cU_в e^{-j\theta} = 0; \\ 2ei_4 + di_3(1 + e^{j2\theta}) - fU_в e^{j\theta} = 0. \end{aligned}\right\} \qquad (XVI.37)$$

Так как выходная обмотка сельсина трансформатора нагружена некоторым сопротивлением $Z_н$, то выходное напряжение измерительной системы можно определить как произведение силы тока в однофазной обмотке $\dot{I}_{вп}$ на сопротивление нагрузки $Z_н$. Ток может быть определен в соответствии с уравнением (XVI.29), в котором следует принять напряжение возбуждения $\dot{U}_в = 0$ и последовательно с $Z_в$ ввести сопротивление $Z_н$. Тогда

$$\dot{I}_{вп}(Z_в + Z_н) + j\omega M \dot{I}_{ln} = 0.$$

Следовательно, выходное напряжение сельсина-трансформатора

$$\dot{U}_{вых} = \dot{I}_{вп} Z_н = -j\omega M \dot{I}_{ln} \frac{Z_н}{Z_в + Z_н}, \qquad (XVI.37а)$$

где

$$\dot{I}_{ln} = \dot{I}_3 + \dot{I}_4;$$

$\dot{I}_3$, $\dot{I}_4$ — токи, определяемые системой уравнений (XVI.37) для установившегося режима.

Определим выходное напряжение сельсина-трансформатора для случая синхронного поворота, когда $\eta = \frac{\Omega}{\omega} = 0$. При этом для коэффициентов a, b, c, d, e, f имеют место равенства

$$a = e;\ b = d;\ c = f.$$

Если сопротивление нагрузки $Z_н$ очень велико, что означает разрыв выходной цепи, то после решения системы (XVI.37) относительно токов $\dot{I}_3$ и $\dot{I}_4$, вычисления продольной составляющей тока $\dot{I}_{ln}$ и подстановки полученного результата в выражение (XVI.37а), найдем

$$\dot{U}_{вых} = -j\omega M \dot{U}_в \frac{c(a-b)}{a^2 - b^2\cos^2\theta}\cos\theta. \qquad \text{(XVI.37б)}$$

Выражение (XVI.37б) позволяет сделать следующее заключение. Выходное напряжение сельсинного преобразователя при угле рассогласования $\theta = 0$ в случае отсчета от положения, при котором оси одноименных фазовых обмоток сельсина-датчика и сельсина-трансформатора параллельны, не равно нулю. Это не позволяет использовать такой преобразователь в следящих системах, так как выходное напряжение его не равно нулю при отсутствии рассогласования.

Кроме того, выходное напряжение преобразователя, как показывает формула (XVI.37б), не изменяет свою фазу, если изменяется знак рассогласования. Это также не позволяет использовать такой сельсин-трансформатор в следящих системах, где изменение знака угла рассогласования θ, означающее изменение направления движения входного звена, должно сопровождаться изменением направления движения исполнительного элемента. Последнее может быть осуществлено только в случае изменения фазы выходного напряжения измерительной системы на противоположную при изменении знака θ.

Указанные недостатки легко устранить, если угол рассогласования θ отсчитывать от направления, перпендикулярного первому. Для этого необходимо ротор сельсина-трансформатора повернуть на 90° в положение, при котором оси его фазовых обмоток будут перпендикулярны осям одноименных обмоток сельсина-датчика. Подобное изменение отсчета и поворот ротора соответствуют подстановке в уравнение (XVI.37б) $\theta = 90° - \theta_1$. Поэтому выходное напряжение определяется формулой

$$\dot{U}_{вых} = -j\omega M \dot{U}_в \frac{c(a-b)}{a^2 - b^2\sin^2\theta_1}\sin\theta_1. \qquad \text{(XVI.38)}$$

Если теперь $\theta_1 = 0$, то выходное напряжение $\dot{U}_{вых}$ также равно нулю, а при изменении знака θ_1 меняет знак $\sin\theta_1$, так как $\sin(-\theta_1) = -\sin\theta_1$, что соответствует изменению фазы $\dot{U}_{вых}$ на 180°. Таким образом, преобразователь, составленный из сельсина-датчика и сельсина-трансформатора с ротором, повернутым на 90° относительно исходного положения ротора-датчика, пригоден для измерения угла рассогласования в следящих системах. Формула

(XVI.38) показывает, что выходное напряжение имеет искаженную синусоидальную форму вследствие того, что в знаменателе имеется член $b^2 \sin^2 \theta_1$. Однако эти искажения невелики, так как коэффициент b обычно значительно меньше коэффициента a. Практически можно считать, что выходное напряжение сельсина-трансформатора изменяется по синусоидальному закону. Амплитуда этого напряжения определяется модулем выражения (XVI.38), а фаза — отношением мнимой части к действительной того же выражения.

График изменения амплитуды выходного напряжения в зависимости от изменения угла рассогласования (рис. XVI.32) показывает, что в пределах одного оборота ротора сельсина-трансформатора существуют два положения равновесия, при которых выходное напряжение $U_{вых} = 0$. Эти положения соответствуют $\theta_1 = 0$ и $\theta_1 = \pi$.

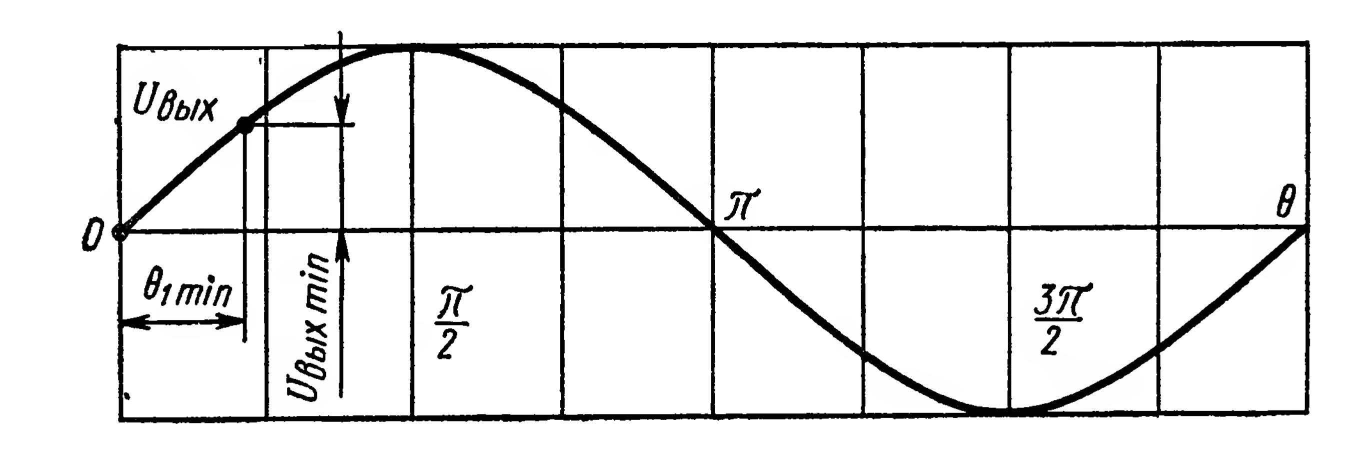


Рис. XVI.32. График изменения амплитуды выходного напряжения сельсина-трансформатора при изменении угла рассогласования

Однако одно положение при $\theta_1 = \pi$ является неустойчивым, потому что увеличение угла рассогласования относительно 180° вызывает опрокидывание фазы выходного напряжения $U_{вых}$ сельсина-трансформатора и движение исполнительного органа в сторону, противоположную движению входного звена, а уменьшение угла рассогласования относительно 180° отвечает увеличению скорости исполнительного органа в направлении движения входного звена и еще большему уменьшению угла рассогласования. Состояние равновесия при $\theta_1 = 0$ является устойчивым, так как изменения фазы напряжения $U_{вых}$ в результате отклонения влево и вправо от $\theta_1 = 0$ противоположны аналогичным отклонениям от $\theta_1 = \pi$.

График, приведенный на рис. XVI.32, показывает, что некоторому минимальному сигналу $U_{вых\,\min}$, который, пройдя через усилитель, может вызвать реакцию исполнительного элемента, соответствует минимальная ошибка $\theta_{1\min}$. Эта ошибка тем меньше при данном уровне $U_{вых\,\min}$, чем больше крутизна кривой $U_{вых} = f(\theta_1)$ на начальном участке. Следовательно, крутизна выходного напряжения сельсина-трансформатора имеет большое значение с точки зрения точности работы следящей системы, где в качестве преобразователя угла рассогласования применяются сельсины. Практически величина ошибки θ_1 невелика, поэтому крутизну выходного напряжения

можно определить по уравнению (XVI.38), полагая $\sin\,\theta_1 \approx \theta_1$ и $\sin^2\,\theta_1 \approx 0$.

С учетом этого замечания получим

$$\frac{d\dot{U}_{вых}}{d\theta_1} = -j\omega M\dot{U}_в \frac{c\,(a-b)}{a^2} \cdot \frac{\pi}{180}\ в/град. \qquad (XVI.39)$$

Передаточная функция и структурная схема сельсинов, работающих в трансформаторном режиме. На основании выражений (XVI.38) и (XVI.39) для выходного напряжения сельсина-трансформатора и крутизны выходного напряжения при малых углах рассогласования, которые обычно имеют место в следящих системах, можно написать

$$U_{вых} = k\theta_1, \qquad (XVI.40)$$

где k — крутизна выходного напряжения сельсина-трансформатора, определяемая формулой:

$$k = \left|\frac{d\dot{U}_{вых}}{d\theta_1}\right|;$$

θ_1 — угол рассогласования.

Рис. XVI.33. Структурная схема измерительного устройства, составленного из сельсина-датчика и сельсина-трансформатора

Так как

$$\theta_1 = \theta_{вх} - \theta_{вых},$$

то выражение (XVI.40) можно переписать в виде

$$U_{вых} = k\,(\theta_{вх} - \theta_{вых}). \qquad (XVI.41)$$

Применяя преобразование Лапласа к уравнению (XVI.41), получим

$$U_{вых}(s) = k\,[\theta_{вх}(s) - \theta_{вых}(s)] = k\theta_1(s). \qquad (XVI.42)$$

Уравнение (XVI.42), записанное в изображениях, определяет передаточную функцию сельсинов, работающих в трансформаторном режиме. В соответствии с выражением (XVI.42) сельсинную измерительную систему можно представить в виде структурной схемы, показанной на рис. XVI.33.

Влияние скорости на точность преобразования угла рассогласования. Для точности следящей системы имеет большое значение погрешность самого сельсинного преобразователя, состоящего из сельсина-датчика и сельсина-трансформатора. Точность следящей системы не может быть более высокой, чем точность устройства, преобразующего ошибку следящей системы.

Погрешностью сельсинного преобразователя называется напряжение на выходной обмотке сельсина-трансформатора при угле рассогласования, равном нулю. Погрешности могут вызываться

различными причинами и в зависимости от этого носят статический или динамический характер. Статическая погрешность может вызываться несинусоидальностью кривой взаимоиндукции между однофазной и трехфазной обмотками, несимметрией фазовых обмоток сельсина, выражающейся в неодинаковом числе витков в фазах вторичной цепи, в наличии короткозамкнутых витков и т. п. Динамическая погрешность возникает в сельсинном преобразователе из-за того, что $\eta \neq 0$ и может достигать значительных величин в области больших скоростей.

Влияние скорости на точность преобразования угла рассогласования может быть установлено путем использования следующего выражения [16]:

$$\dot{U}_{вых} = \dot{U}_в \gamma \frac{\eta}{[1+j(1+\eta)\alpha][1+j(1-\eta)\alpha]}, \qquad \text{(XVI.43)}$$

где

$$\alpha = \beta - \gamma;$$

$$\eta = \Omega/\omega;$$

$$\beta = \frac{\omega}{r}(L_{ср} + M_{ср});$$

$$\gamma = \frac{3}{4} \cdot \frac{\omega M^2}{L_в r}.$$

При выводе выражения (XVI.43) было принято сопротивление нагрузки $Z_н = \infty$. Модуль выражения (XVI.43)

$$U_{вых} = U_в \gamma \frac{\eta}{\sqrt{1+2\alpha^2+\alpha^4(1-\eta^2)^2}} \qquad \text{(XVI.44)}$$

определяет амплитуду напряжения погрешности, а формула

$$\varphi = -\operatorname{arctg}(1+\eta)\alpha - \operatorname{arctg}(1-\eta)\alpha,$$

найденная из того же выражения, определяет фазу напряжения погрешности по отношению к напряжению возбуждения. Фаза напряжения погрешности относительно фазы выходного напряжения сельсина-трансформатора может быть найдена путем сопоставления выражений (XVI.43) и (XVI.38) и оказывается равной

$$\psi = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg}\beta + 2\operatorname{arc\,tg}\alpha - \operatorname{arctg}(1+\eta)\alpha - \operatorname{arctg}(1-\eta)\alpha. \qquad \text{(XVI.45)}$$

Уравнение (XVI.44) показывает, что амплитуда напряжения погрешности с увеличением скорости возрастает, причем в области малых скоростей почти по линейному закону, и только в области скоростей, приближающихся к синхронной, возрастание амплитуды замедляется.

Наличие фазы в напряжении погрешности по отношению к выходному напряжению сельсина-трансформатора обусловливает существование двух составляющих напряжения погрешности, одна

из которых совпадает по фазе с напряжением полезного сигнала (синфазная составляющая), а вторая сдвинута на 90° относительно полезного сигнала (квадратурная составляющая). Составляющие напряжения погрешности легко получить из выражения:

$$u_{вых} = U_{вых} \sin(\omega t + \psi)$$

или

$$u_{вых} = U_{вых} \cos\psi \sin\omega t + U_{вых} \sin\psi \cos\omega t, \qquad \text{(XVI.46)}$$

где $U_{вых}$ и ψ определяются уравнениями (XVI.44) и (XVI.45) соответственно.

В правой части уравнения (XVI.46) составляющая $U_{вых}$ cos ψ sin ωt является синфазной, а составляющая $U_{вых}$ sin ψ cos ωt — квадратурной.

Выражения (XVI.45) и (XVI.46) показывают, что с увеличением скорости η возрастает фаза ψ и, следовательно, увеличивается влияние квадратурной составляющей. При этом нужно иметь в виду, что составляющую напряжения погрешности, совпадающую по фазе с полезным сигналом, можно скомпенсировать при данной скорости соответствующим поворотом ротора сельсина-трансформатора, а составляющую, сдвинутую на 90°, поворотом ротора скомпенсировать нельзя. Однако квадратурная составляющая может не вызывать дополнительной ошибки в работе следящей системы, если в управляющем усилителе системы предусмотрен демодулятор, который, как известно, обладает способностью не пропускать сигналы, сдвинутые на 90° относительно основного.

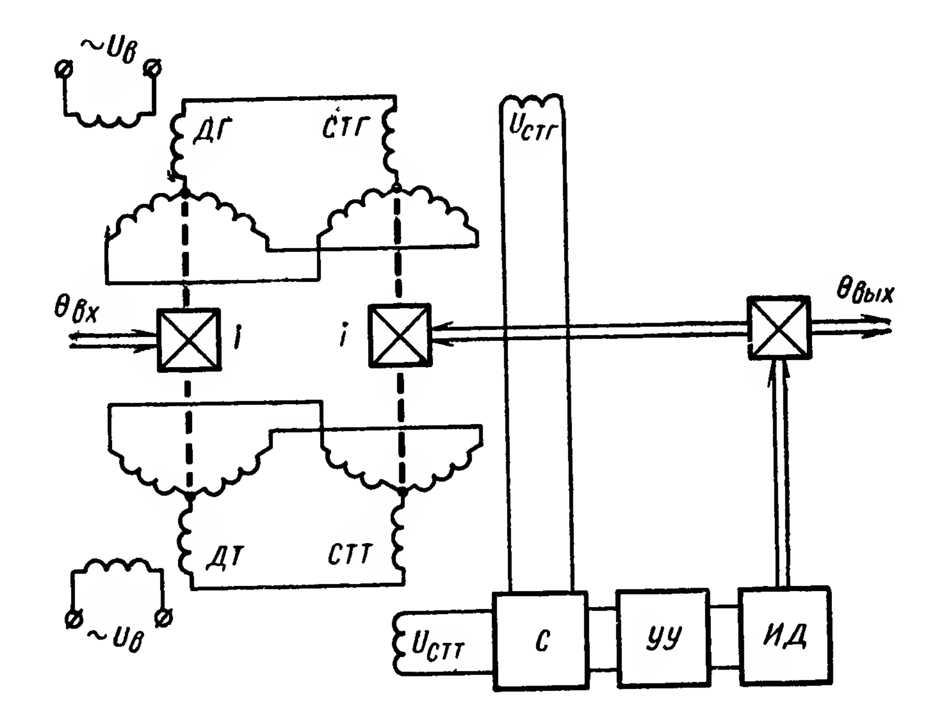


Рис. XVI.34. Схема следящей системы с точным и грубым каналами:

С — синхронизатор; УУ — управляющий усилитель; ИД — исполнительный двигатель

Напряжение погрешности, обусловленное скоростью вращения, может быть существенно снижено по амплитуде для заданного диапазона скорости, как это видно из уравнения (XVI.44), если увеличить частоту источника питания сельсинов.

П о в ы ш е н и е т о ч н о с т и п р е о б р а з о в а н и я у г л а р а с с о г л а с о в а н и я. Обычно допустимая величина угла рассогласования в следящей системе в сравнении с собственной ошибкой сельсинов, составляющих преобразующее устройство, очень мала. Это означает, что при углах рассогласования, не выходящих за пределы собственной ошибки сельсинов, выходное напряжение $U_{вых}$ сельсина-трансформатора либо равно нулю, либо настолько мало, что не вызывает реакции исполнительного элемента.

Поэтому в следящей системе с преобразующим устройством, составленным из сельсина-датчика и сельсина-трансформатора, валы которых сцеплены с входным и выходным звеньями передачей 1 : 1, осуществить высокую степень точности не представляется возможным. Увеличение точности преобразования угла рассогласования и, следовательно, точности работы системы можно добиться путем введения повышающей передачи между выходным звеном следящей системы и валом измерительного органа так, как это показано на рис. XVI.34. В этом случае измерительный орган состоит из двух измерительных систем точного и грубого отсчета.

Сельсины-датчики грубого и точного отсчета (*ДГ* и *ДТ*) связаны между собой через редуктор с передаточным числом i. Аналогичная связь существует и между роторами сельсинов-трансформаторов грубого и точного каналов. Передаточное число редукторов выбирается с тем расчетом, чтобы сельсины точного канала вращались быстрее сельсинов грубого канала. Работа системы в этом случае осуществляется следующим образом.

Входной вал, поворачиваясь на угол $\theta_{вх}$, вызывает поворот вала датчика *ДГ* на такой же угол, а вала датчика *ДТ* — на угол $i\theta_{вх}$.

Если управление исполнительным элементом и выходным валом осуществляется по точному каналу, то в результате отработки введенного угла ротор сельсина-трансформатора точного отсчета *СТТ* будет повернут на угол, отличающийся от $i\theta_{вх}$ на величину собственной погрешности $\Delta\theta$ сельсинов точного канала, т. е. на угол $i\theta_{вх} + \Delta\theta$. Так как выходной вал связан с ротором сельсин-трансформатора грубого отсчета *СТГ* передачей 1 : 1, то, очевидно, угол поворота выходного вала будет равен:

$$\theta_{вых} = \theta_{вх} + \frac{\Delta\theta}{i}.$$

Это означает уменьшение погрешности в i раз по сравнению с односкоростной системой, не имеющей повышающей передачи между выходным валом и валом преобразователя.

При введении повышающей передачи система приобретает и некоторые отрицательные свойства, основным из которых является потеря самосинхронизации.

Так как между сельсином-трансформатором грубого канала *СТГ* и сельсином-трансформатором точного канала *СТТ* имеется механическая связь через редуктор с передаточным числом i, то одному обороту входного вала соответствует один период изменения выходного напряжения $U_{СТГ}$ грубого канала и i периодов изменения выходного напряжения $U_{СТТ}$ точного канала. Выше было показано, что за один период изменения выходного напряжения следящая система имеет два состояния равновесия (см. рис. XVI.32), одно из которых при $\theta_1 = 0$ является устойчивым, а второе — неустойчивым. В рассматриваемом случае напряжение точного канала за один период грубого канала имеет i устойчивых состояний равновесия, из которых только одно (при $\theta_1 = 0$) соответствует условиям синхронного

вращения, а остальные $i - 1$ состояний равновесия — так называемым «ложным устойчивым нулям».

Следовательно, система, работающая по точному каналу, в пределах одного оборота входного вала или грубого канала не обладает свойством самосинхронизации, поскольку она может занимать i различных устойчивых положений.

Для устранения ложных нулей и обеспечения самосинхронизации предусматривается грубый канал преобразования, а также возможность переключения следящей системы с точного канала на грубый. Переключение происходит в те моменты, когда угол рассогласования в следящей системе достигает величин, недопустимых с точки зрения возможности попадания в один из ложных устойчивых нулей. Устройство, переключающее систему с точного на грубый канал и обратно, называется синхронизатором или селектором сигналов точного и грубого отсчетов.

Следящие системы, имеющие точный и грубый каналы, называются двухканальными или двухскоростными.

Таким образом, введение повышающей передачи означает увеличение крутизны выходного напряжения сельсина-трансформатора и, следовательно, увеличение точности преобразования. Чем больше передаточное число i, тем в большей степени уменьшается погрешность и тем точнее выполняется преобразование.

Следует, однако, отметить, что в практических условиях чрезмерное увеличение передаточного числа i по ряду причин не целесообразно. Так, при больших скоростях возможно возникновение значительной динамической погрешности, достигающей 2° и более в сельсинах, работающих на частоте 50 *гц*, уже при скоростях 300—400 *об/мин*. Кроме того, при больших передаточных числах добавление инерционных масс сельсинов, приведенных к валу электродвигателя, может заметно увеличить общий момент инерции на его валу, особенно в случае использования электродвигателей небольшой мощности.

Приходится также учитывать собственную погрешность механических передач, вызываемую люфтом, упругими деформациями, кинематической ошибкой зубчатых зацеплений и возрастающую с увеличением i (§ 5 настоящей главы).

Чрезмерное повышение передаточного числа затрудняет синхронизацию, так как время, в течение которого должно быть выполнено переключение с точного канала на грубый, с увеличением i уменьшается. Вследствие этого синхронизатор может не сработать и, следовательно, могут быть «перескоки» из одного устойчивого положения в другое.

Устранение ложного нуля в двухскоростной системе. Предположим, что в двухскоростной системе передаточное число между точным и грубым каналами является четным и равно i. В этом случае одному периоду изменения напряжения грубого канала соответствует i периодов изменения напряжения точного канала, причем

каждый полупериод напряжения грубого канала равен целому числу периодов напряжения точного канала. Кривые *1* и *2*, показанные на рис. XVI.35, описываются уравнениями:

$$U_{CTГ} = U_{\max} \sin \theta;$$
$$U_{CTT} = U_{\max} \sin i\theta.$$

Предположим, что переключение с точного канала на грубый выполняется при угле рассогласования $\theta \geqslant \theta_к$. В этом случае в пределах одного оборота грубого канала существует только одно положение, соответствующее ложному нулю (в точке *B*). График (рис. XVI.35) показывает, что при угле рассогласования $\theta = 180°$ напряжения ошибки по двум каналам равны нулю. Этот угол

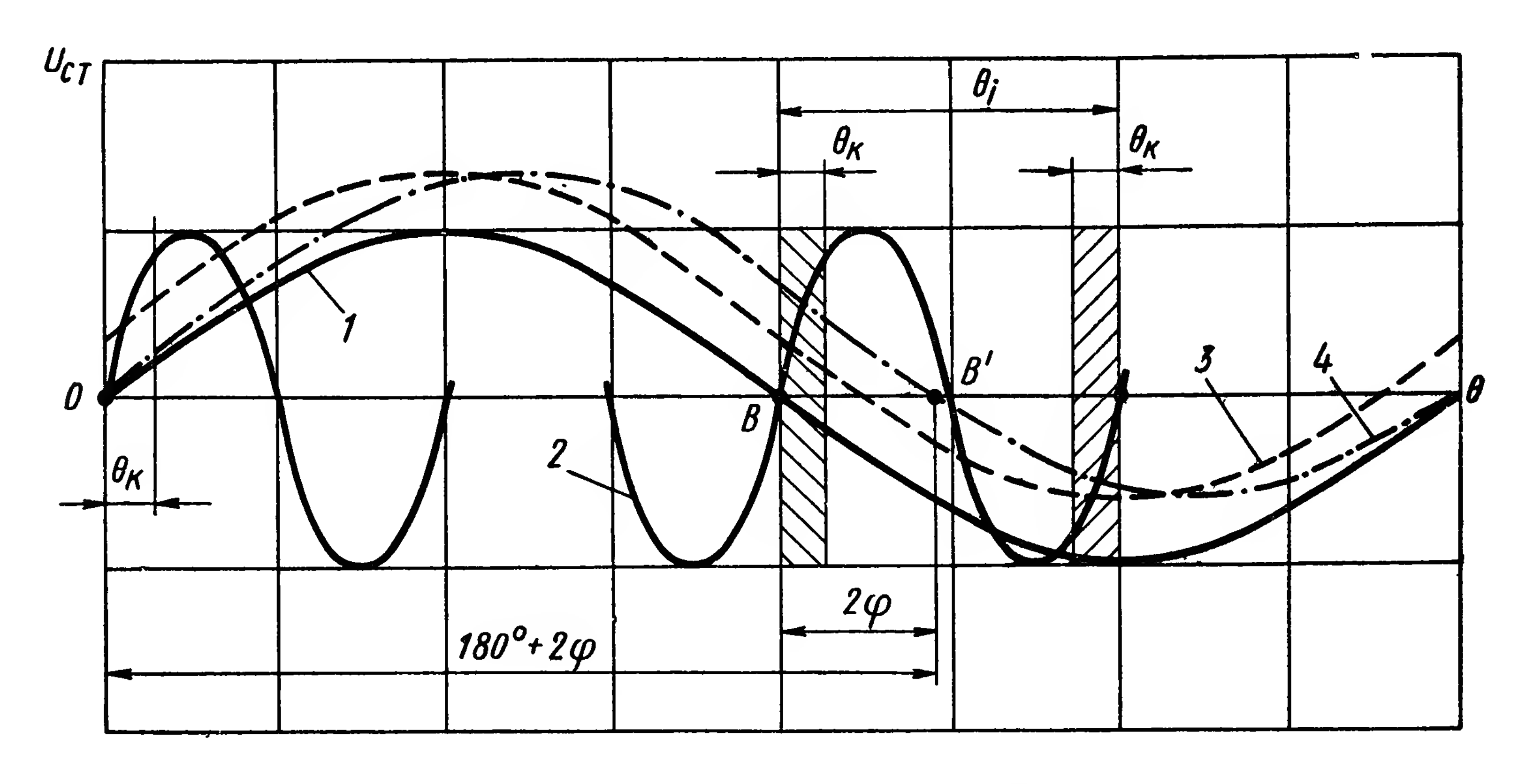


Рис. XVI.35. Изменение напряжения точного и грубого каналов при изменении угла рассогласования

рассогласования соответствует ложному устойчивому нулю, и система, рассогласованная на 180°, после включения не придет в согласованное положение.

Для придания системе свойства самосинхронизации в пределах одного оборота этот ложный нуль устраняют. Эта операция сводится к следующему. При $\theta = 180°$, когда по точному каналу напряжение $U_{CTT} = 0$, напряжение ошибки $U_{CTГ}$ по грубому каналу должно быть больше того, которое соответствует напряжению грубого канала при $\theta = \theta_к$. Для этого последовательно со статорной обмоткой сельсина-трансформатора грубого канала вводят источник питания переменного напряжения той же частоты, что и частота напряжения источника питания сельсинов. Кроме этого необходимо, чтобы введенное напряжение, которое называется сдвигающим, было в фазе с напряжением ошибки.

Напряжение ошибки по грубому каналу при наличии сдвигающего напряжения равно $U_{CTГ} = U_{\max} \sin \theta + U_{сд}$,
где $U_{сд}$ — сдвигающее напряжение.

Формула показывает, что при $\theta = 180°$ напряжение ошибки $U_{CTГ} \neq 0$. Однако в результате введения сдвигающего напряжения $U_{сд}$ напряжение $U_{CTГ}$ становится отличным от нуля не только в положении ложного устойчивого нуля (точка B на графике рис. XVI.35), но также и при $\theta = 0$ (штриховая кривая 3). Для устранения этого ротор сельсина-трансформатора грубого канала поворачивают на некоторый угол φ таким образом, чтобы при $\theta = 0$ напряжение ошибки $U_{CTГ}$ также было равно нулю.

Поворот ротора сельсина-трансформатора соответствует перемещению штриховой кривой 3 вправо в положение кривой 4. Напряжение ошибки грубого канала при наличии сдвигающего напряжения и при дополнительном повороте ротора сельсина-трансформатора определяется уравнением

$$U_{CTГ} = U_{\max} \sin(\theta - \varphi) + U_{сд},$$

на основании которого можно определить сдвигающее напряжение. Так как при $\theta = 0$ должно быть справедливо равенство $U_{CTГ} = 0$, то

$$U_{сд} = U_{\max} \sin \varphi.$$

Новое положение ложного нуля (в точке B') может быть определено из условия

$$0 = U_{\max} \sin(\theta_л - \varphi) + U_{\max} \sin \varphi,$$

откуда

$$\theta_л = 180° + 2\varphi.$$

Для определения величины угла φ необходимо учесть два фактора: с одной стороны, нужно, чтобы сдвиг ложного нуля был больше критического угла $\theta_к$, при котором происходит срабатывание синхронизатора, а с другой, — сдвиг должен быть меньше $\theta_i - \theta_к$ для исключения попадания в положение следующего за B ложного нуля и для срабатывания синхронизатора. Таким образом, выбор угла φ может быть сделан на основании неравенств:

$$\theta_i - \theta_к > 2\varphi > \theta_к.$$

Устранение ложного нуля указанным способом осуществляется в том случае, когда передаточное число i четное. Если i нечетное, то в полупериоде напряжения $U_{CTГ}$ грубого канала укладывается дробное число периодов напряжения $U_{CTТ}$ точного канала, и при угле рассогласования $\theta = 180°$ по точному каналу будет ложный неустойчивый нуль. Система, предварительно рассогласованная на 180°, не может остаться в положении неустойчивого нуля и непременно выйдет из него. В дальнейшем, когда напряжение точного канала станет больше напряжения, соответствующего критическому углу, произойдет переключение на грубый канал и установление системы в синхронное положение. Вследствие этого при нечетном передаточном числе ложный нуль в точке B не устраняется.

Схемы синхронизаторов. Переключение с точного канала на грубый осуществляется при помощи синхронизаторов, принцип действия которых легко уяснить на конкретных примерах.

Рассмотрим синхронизатор с неоновой лампой, схема которого показана на рис. XVI.36. На управляющую сетку первой лампы $Л_1$ через трансформатор $Тр$ подается напряжение ошибки точного отсчета, а на сетку лампы $Л_2$ — напряжение ошибки грубого отсчета. С анода лампы $Л_1$ снимается напряжение, пропорциональное напряжению грубого или точного каналов. Затем это напряжение подается на управляющий усилитель.

Неоновая лампа $НЛ$ зажигается тогда, когда разность потенциалов между точками A и B достигает напряжения зажигания. Поскольку потенциал точки B определяется напряжением грубого канала, а потенциал точки A — напряжением точного канала, то лампа зажигается только при определенном соотношении напряжений $U_{СТГ}$ и $U_{СТТ}$.

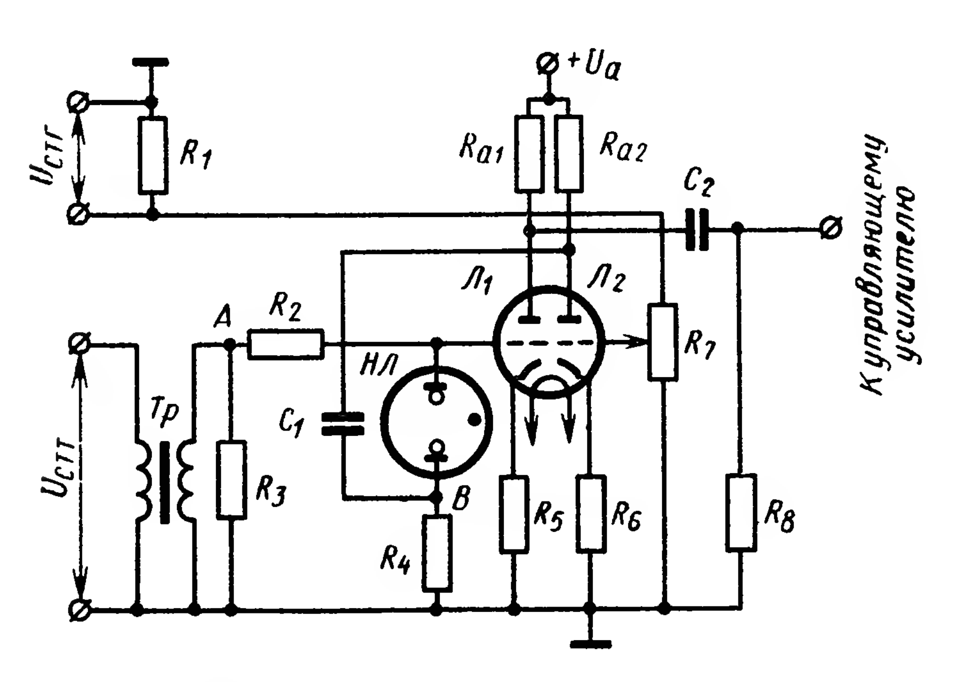


Рис. XVI.36. Схема синхронизатора с неоновой лампой

Обычно схема регулируется таким образом, чтобы лампа зажигалась при $\theta = \theta_к$. Если $\theta < \theta_к$, то лампа $НЛ$ не горит и потенциал управляющей сетки $Л_1$ определяется исключительно напряжением $U_{СТТ}$. Вследствие этого переменная составляющая в анодной цепи по своей амплитуде пропорциональна напряжению точного канала, и, следовательно, в усилитель через конденсатор C_2 поступает сигнал ошибки точного отсчета. Если $\theta \geqslant \theta_к$, то лампа $НЛ$ зажигается. Начиная с этого момента, потенциал управляющей сетки лампы $Л_1$ определяется напряжением грубого канала, так как падение напряжения на лампе $НЛ$ в некоторых пределах изменения тока, протекающего через $НЛ$, остается постоянным, а потенциал точки B определяется только напряжением $U_{СТГ}$. Вследствие этого амплитуда переменной составляющей в анодной цепи $Л_1$ определяется напряжением грубого канала. В управляющий усилитель поступают сигналы грубого отсчета, а сигналы точного отсчета забиваются.

Для обеспечения правильной работы синхронизатора необходимо, чтобы напряжение точного и грубого каналов для точек A и B были в фазе. Так как напряжение грубого канала на управляющей сетке лампы $Л_2$ и переменная составляющая анодного напряжения, поступающая через конденсатор C_1 на резистор R_4, отличаются по фазе на 180°, то напряжение точного канала, поступающее на управляющую сетку лампы $Л_1$, необходимо сдвинуть по фазе на 180°. Для этого используется трансформатор $Тр$.

Во многих случаях применяются синхронизаторы с нелинейными сопротивлениями, в качестве которых могут, например, использоваться твердые выпрямители, типа селеновых (рис. XVI.37). Как известно, сопротивление селенового выпрямителя зависит от приложенного напряжения. Если это напряжение мало, то сопротивление выпрямителя, напротив, бывает велико, и по мере увеличения напряжения оно резко падает. Сумма напряжений точного и грубого каналов снимается с выходных клемм синхронизатора. Благодаря наличию нелинейных сопротивлений R_4 и R_5 соотношение между напряжениями точного и грубого отсчета не остается постоянным при изменении угла рассогласования. Например, при малых углах рассогласования напряжение сельсина-трансформатора грубого канала *СТГ* мало. Сопротивление R_4, включенное последовательно с резистором R_1, с которого снимается часть напряжения $U_{СТГ}$, при этом велико. Соотношение сопротивлений R_1 и R_4 в данном случае таково, что снимаемая часть напряжения грубого канала незначительна по сравнению с общим падением напряжения на сопротивлениях делителя. Напряжение точного канала поступает на делитель, состоящий из резисторов R_3 и R_2, который шунтируется нелинейным сопротивлением R_5. При малых углах рассогласования это напряжение распределяется таким образом, что бо́льшая его часть падает на резисторе R_2, поэтому необходимо, чтобы $R_2 > R_3$. Нелинейное сопротивление R_5 при малых углах рассогласования велико и поэтому не оказывает шунтирующего действия на резистор R_2. Если угол рассогласования велик, то нелинейные сопротивления R_4 и R_5 резко уменьшаются, так как приложенное к ним напряжение увеличивается. При этом оказывается, что большая часть напряжения сельсина-трансформатора грубого канала падает на резисторе R_1, а величина падения напряжения по точному каналу на резисторе R_2 резко уменьшается, так как значительное уменьшение нелинейного сопротивления R_5 оказывает на него шунтирующее действие.

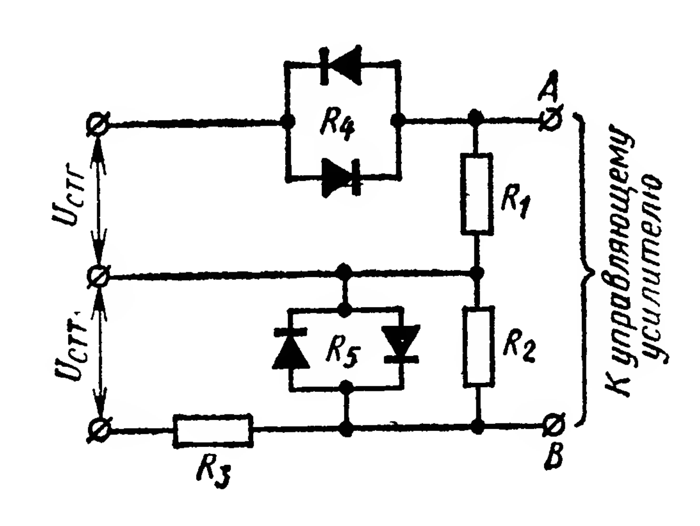


Рис. XVI.37. Схема синхронизатора с нелинейными сопротивлениями

Таким образом, при малых углах рассогласования с выходных клемм *А* и *В* синхронизатора снимается напряжение сельсина-трансформатора точного канала, а напряжение грубого канала забивается.

При больших углах рассогласования с выхода снимается напряжение сельсина-трансформатора грубого канала, а напряжение точного канала уменьшается до величин, не имеющих практического значения для работы системы.

У синхронизатора с электромагнитным реле (рис. XVI.38) напряжение точного канала подается непосредственно на вход управ-

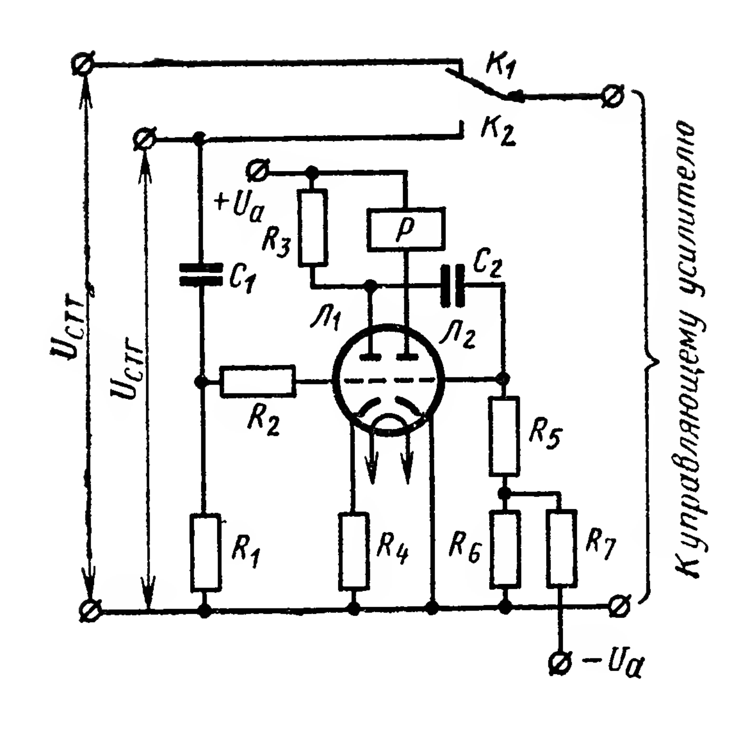


Рис. XVI.38. Схема синхронизатора с электромагнитным реле

ляющего усилителя, а напряжение грубого канала — на управляющую сетку усилителя напряжения $Л_1$, усиливается и затем подается на управляющую сетку выходного каскада $Л_2$, в анодную цепь которого включено чувствительное электромагнитное реле P. Когда угол рассогласования невелик, лампа $Л_2$ заперта вследствие большого отрицательного смещения и ко входу управляющего усилителя через контакт K_1 подключается напряжение точного канала. В случае увеличения угла рассогласования лампа $Л_2$ отпирается и срабатывает электромагнитное реле P, переключающее контакты. На вход управляющего усилителя через контакт K_2 подается напряжение грубого канала.

5. ПОГРЕШНОСТИ МЕХАНИЧЕСКИХ ПЕРЕДАЧ ДВУХОТСЧЕТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Структурная схема следящей системы с сельсинами грубого и точного отсчетов показана на рис. XVI.39. Особенностью данной схемы является то, что воздействия в виде углов поворота задающего

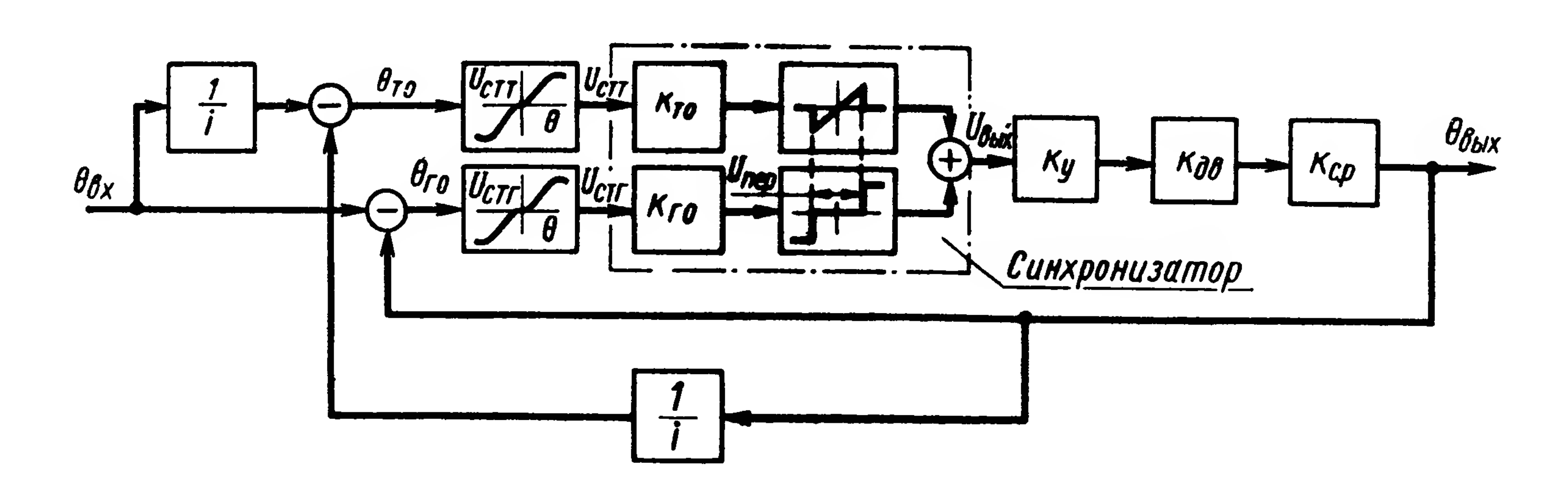


Рис. XVI.39. Структурная схема следящей системы:

$K_{ГО}$, $K_{ТО}$, $K_у$, $K_{дв}$, $K_{с.р}$ — передаточные коэффициенты синхронизатора (соответственно для режимов грубого и точного отсчетов, усилителя, двигателя, силового редуктора); $U_{пер}$ — напряжение переключателя; $U_{вых}$ — выходное напряжение синхронизатора

$\theta_{вх}$ и отрабатывающего $\theta_{вых}$ валов следящей системы сравниваются либо непосредственно (режим грубого отсчета), либо через механический редуктор с передаточным отношением i, работающим в режиме мультипликатора (режим точного отсчета). Включение на тот или иной режим зависит от величины угла рассогласования θ и производится синхронизатором.

В режиме точного отсчета выражение для угла рассогласования (см. рис. XVI.39) может быть записано следующим образом:

$$\theta_{TO} = \frac{\theta_{вх}}{i} - \frac{\theta_{вых}}{i}, \qquad \text{(XVI.47)}$$

где $\theta_{вх}$ и $\theta_{вых}$ — углы поворота соответственно задающего и отрабатывающего валов следящей системы;

i — передаточное отношение приборных редукторов между сельсинами грубого и точного отсчетов.

С учетом погрешностей редукторов $\Delta\theta\ (\theta_{вх})$ и $\Delta\theta\ (\theta_{вых})$ выражение (XVI.47) можно переписать в виде

$$\theta_{TO} = \frac{1}{i}(\theta_{вх} - \theta_{вых}) \pm \Delta(\theta_{вх}) \pm \Delta\theta(\theta_{вых}). \qquad \text{(XVI.48)}$$

Погрешность $\Delta\theta\ (\theta)$ складывается из трех составляющих

$$\Delta\theta(\theta,\ M) = \delta_л(\theta) + \delta_к(\theta) + \delta_у(M), \qquad \text{(XVI.49)}$$

где $\delta_л(\theta)$ — люфт редуктора, обусловленный зазорами в зацеплении, муфтах и опорах вращения;

$\delta_у(M)$ — мертвый ход, определяемый упругими деформациями элементов редуктора;

$\delta_к(\theta)$ — кинематическая погрешность редуктора, обусловленная погрешностью нарезания зубчатых колес.

Формулы для расчета величин $\delta_л(\theta)$, $\delta_у(M)$, $\delta_к(\theta)$ приведены в работах [4], [6], [11] — [13], [18].

Рассмотрим каждую из составляющих погрешностей редуктора.

Максимальное значение величины $\delta_л(\theta)$ для кинематической цепи рассчитывается по формуле

$$\delta_{л\,\max} = \sum_{j=1}^{n} \delta_{лj} i_{1 \to j},$$

где $\delta_{л\,\max}$ — максимальный люфт, вызванный зазорами между элементами редуктора;

$\delta_{лj}$ — люфт j-го зубчатого колеса, муфты или подшипника;

$j_{1 \to j}$ — передаточное отношение от вала редуктора, на котором определяется величина $\delta_{л\max}$ до j-го элемента (зубчатого колеса, муфты, подшипников).

Формула для расчета $\delta_{лj}$ зубчатого колеса имеет вид

$$\delta_{лjк} = \frac{360к_1}{mz},$$

где mz — модуль, число зубьев j-го зубчатого колеса;

$к_1$ — коэффициент, зависящий от степени точности, размеров, модуля зацепления зубчатых колес [13].

При расчете редукторов, предназначенных для работы в условиях резких перепадов температур, необходимо вводить поправку к вели-

чине $\delta_{л\,max}$ из-за различия коэффициентов линейного расширения материалов колес и корпусов. Для каждой пары колес величина поправки $\Delta_{лjк}$ в *мм* на диаметре делительной окружности рассчитывается по формуле

$$\Delta_{лjк} = 0{,}68A\,[\alpha_{зк}(t_{зк} - 20) - \alpha_{кор}(t_{кор} - 20)],$$

где A — межцентровое расстояние пары в *мм*;

$\alpha_{зк}$, $\alpha_{кор}$ — коэффициенты линейного расширения материалов соответственно зубчатых колес и корпусов;

$t_{зк}$, $t_{кор}$ — предельная температура зубчатых колес и корпусов, для которых рассчитывается люфт.

Формула для расчета $\delta_{лj}$ муфты имеет вид:

$$\delta_{лjм} = 360к_2,$$

где $к_2$ — коэффициент мертвого хода [13].

Величина $\delta_{лj}$, которая определяется зазорами в подшипниках, рассчитывается по формуле

$$\delta_{лjп} = \rho\left(\frac{l_1}{L} + \frac{l_2}{L}\right),$$

где ρ — радиальный люфт подшипников [6];

l_1, l_2, L — геометрические параметры, характеризующие взаимное расположение опор и колес [12].

Величина $\delta_y(M)$ определяется углом закручивания валов редуктора под действием крутящих моментов. Значение $\delta_y(M)$ рассчитывается по формуле

$$\delta_y(M) = \sum_{j=1}^{n} \delta_{yj} i_{1\to j},$$

где δ_{yj} — угол закручивания j-го вала;

$i_{1\to j}$ — передаточное отношение от вала, на котором вычисляется суммарный угол закручивания, до j-го вала.

Формула для вычисления угла закручивания j-го вала:

$$\delta_{yj} = \frac{M_{крj}\,l}{GJ_p},$$

где $M_{крj}$ — крутящий момент на j-ом валу;

G — модуль сдвига;

J_p — полярный момент инерции сечения вала;

l — длина закручиваемой части вала.

Величина $\delta_к(\theta)$ определяет точность угла поворота (рис. XVI.40) выходного вала редуктора (при вращении в одном направлении с постоянной скоростью). Величина $\delta_к(\theta)$ зависит от погрешности шага зубьев, эллиптичности колес, погрешности нарезания профиля зуба и т. д. [11]—[13], [18]. Указанные параметры определяют степень точности зубчатых колес.

Для обеспечения требуемой кинематической точности зубчатых передач установлены допуски на кинематические погрешности колес. Пользуясь их величинами для любой кинематической цепи

можно рассчитать максимально возможное значение $\delta_{\kappa\ \max}$. Формула для расчета имеет вид:

$$\delta_{\kappa\max} = 4{,}8\left[\frac{\delta F_{\Sigma 1}}{m_1 z_1} + \left(\frac{\delta F_{\Sigma 2}}{m_1 z_2} + \frac{\delta F_{\Sigma 3}}{m_2 z_3}\right) i_{1\to 2} + \ldots + \frac{\delta F_{\Sigma\kappa}}{m_l z_\kappa}\, i\right],$$

где $m_1,\ m_2,\ \ldots\ m_l$ — модули зацепления передачи;

$\delta F_{\Sigma 1},\ \delta F_{\Sigma 2},\ \ldots\ \delta F_{\Sigma\kappa},\ z_1,\ z_2,\ \ldots\ z_\kappa$ — соответственно кинематические погрешности и числа зубьев колес, образующих зацепление;

$i_{1\to 2,\ (3,4,\ldots,)}$ — передаточное отношение от вала, на котором определяется суммарное значение кинематической погрешности, до соответствующего зубчатого колеса.

В соответствии с выражением (XVI.49) уменьшение величины $\Delta\theta\ (\theta)$ может быть достигнуто конструктивными либо технологическими методами: применением люфтовыбирающих зубчатых колес и муфт, изготовлением элементов редукторов по более высоким классам и степеням точности, соответствующим выбором подшипников, регулировкой собранных редукторов и т. д.

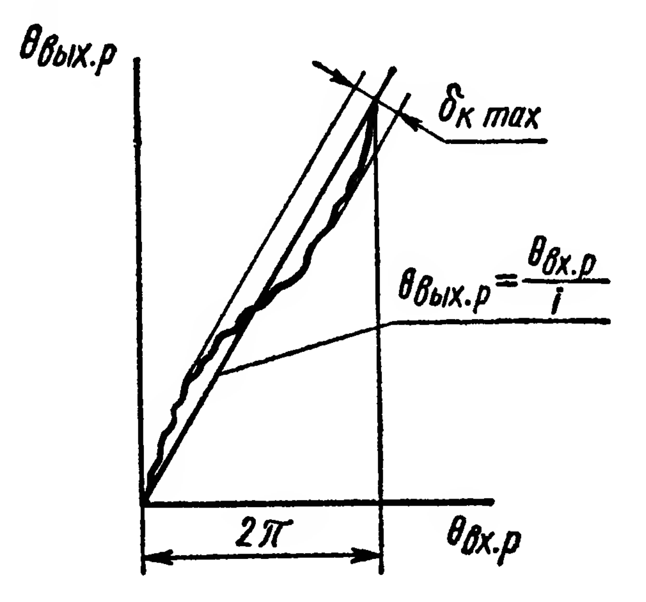


Рис. XVI.40. Характер изменения угла поворота выходного вала редуктора

Влияние величин $\delta_л\ (\theta)$, $\delta_y\ (M)$, $\delta_\kappa\ (\theta)$ на точность следящей системы различно.

Величина $\delta_л\ (\theta)$ приводит к расширению зоны нечувствительности преобразователя следящей системы. Суммарное значение зоны нечувствительности двухотсчетного преобразователя включает две составляющие (рис. XVI.41). Одна из составляющих вызвана наличием электрической зоны нечувствительности δ_c сельсинов. С увеличением передаточного отношения редуктора величина ее уменьшается в i раз (кривая *1*, рис. XVI.41). Одновременно с увеличением значения увеличивается составляющая зоны нечувствительности из-за люфта редуктора (кривая *2*, рис. XVI.41). Очевидно, что передаточное отношение редуктора между сельсинами грубого и точного отсчетов следует выбирать оптимальным образом, чтобы минимизировать суммарное значение зоны нечувствительности преобразователя (кривая *3*, рис. XVI.41). Величина $\delta_л\ (\theta)$ является функцией углов поворота входных валов редукторов и изменяется в некотором диапазоне $\delta_{л\ \min} \div \delta_{л\ \max}$. Это позволяет представить $\delta_л\ (\theta)$ в виде двух слагаемых:

$$\delta_л\ (\theta) = \delta_{л\max} - \delta_\theta\ (\theta),$$

где $\delta_\theta(\theta)$ — переменная составляющая величины $\delta_л(\theta)$. Характер зависимости $\delta_\theta(\theta)$ в каждом конкретном случае может быть найден экспериментальным путем [11].

Влияние величины $\delta_у(M)$ на точность зависит от режима работы системы и характера механической нагрузки.

Величина $\delta_к(\theta)$ является периодической функцией с периодом $\theta_{пер} = 2\pi$. Изменение характера $\delta_к = f(\theta)$ происходит лишь с течением времени как результат износа элементов редуктора. Практически можно считать, что $\delta_к(\theta)$ вносит систематическую погрешность, величина которой зависит от угла поворота входного вала редуктора и может быть учтена при проектировании системы.

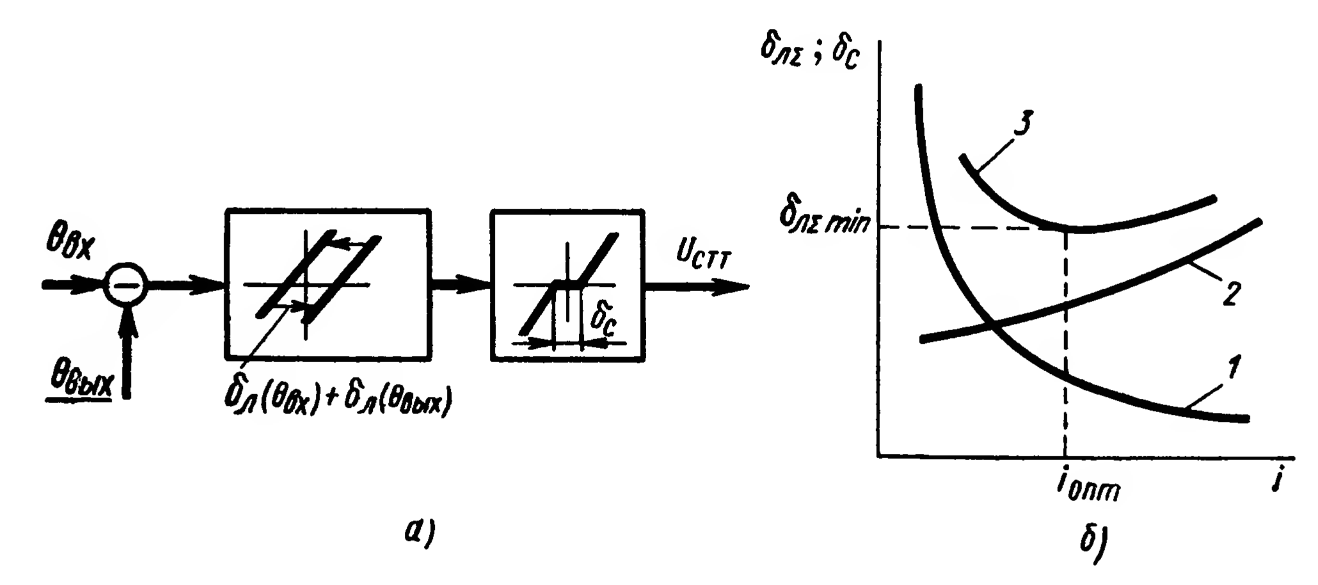


Рис. XVI.41. К выбору передаточного отношения редуктора:

а — структурное представление нелинейности преобразователя; *б* — графический метод выбора *i* редуктора

На основе проведенного анализа погрешностей редукторов формула (XVI.48) может быть переписана в виде:

$$\theta_{TO} = \frac{1}{i}(\theta_{вх} - \theta_{вых}) \pm \{[(\delta_{л\max})_{вх} + (\delta_{л\max})_{вых}] - [\delta_\theta(\theta_{вх}) + \delta_\theta(\theta_{вых})]\} \pm$$

$$\pm \delta_к(\theta_{вх}) \mp \delta_к(\theta_{вых}) \pm \delta_у(M_{вх}) \mp \delta_у(M_{вых}),$$

где все обозначения, написанные с индексом «*вх*», относятся к редуктору на задающем валу, а с индексом «*вых*» — на отрабатывающем, валу следящей системы.

В заключение следует отметить, что проведенный анализ справедлив не только для случая применения в следящих системах сельсинных преобразователей, но и для любых типов преобразователей углов, включенных по двухотсчетной схеме с механическим редуктором между каналами грубого и точного отсчета.

6. ИНДУКЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ РЕДУКЦИЕЙ

Статическая точность рассмотренных выше сельсинных преобразователей угла рассогласования в лучшем случае определяется погрешностью $\pm 10' \div 20'$ в диапазоне угла 360°. В последние годы для преобразования угловых положений нашли применение синусно-косинусные поворотные трансформаторы, являющиеся функциональными преобразователями аналоговых вычислительных устройств.

Погрешность преобразователей угла рассогласования с применением прецизионных поворотных трансформаторов типов ВТ-5, МВТ-2 находится в пределах $\pm 2' \div 5'$. Такая высокая точность достигнута в основном за счет особой технологии изготовления пластин магнитопроводов, пакетов ротора и статора, а также применением рациональной конструкции всего трансформатора. Дальнейшее увеличение точности связано с большими технологическими и конструктивными трудностями. Можно считать, что погрешность $\pm 1'$ для преобразователей с двухполюсными поворотными трансформаторами является в настоящее время предельной.

Значительное увеличение точности преобразования угла рассогласования дает применение преобразователей с электрической редукцией. Принцип электрической редукции заключается в том, что за малый угол поворота входной оси преобразователя выходной параметр его (амплитуда или фаза выходного напряжения) изменяется на один период, а при повороте ротора на 360° число периодов равно передаточному отношению электрической редукции.

Преобразователи с электрической редукцией могут быть построены на разных физических основах. Из индукционных преобразователей широкое применение получили главным образом двухфазные многополюсные поворотные трансформаторы, индукционные редуктосины и индуктосины.

Погрешность преобразования угла многопериодными преобразователями уменьшается в число раз, равное передаточному отношению электрической редукции. Кроме того, в многопериодных преобразователях происходит ослабление влияния технологических погрешностей изготовления, в том числе неравномерностей воздушного зазора. В преобразователях с электрической редукцией возможно увеличение отклонения закона изменения выходного напряжения от синусоидального, поэтому проектирование их должно предусматривать методы получения синусоидальности выходного напряжения, особенно когда речь идет о малогабаритных преобразователях.

Многополюсные поворотные трансформаторы. В индукционных преобразователях получение электрической редукции связано с увеличением числа пар полюсов роторной и статорной обмоток. Для получения большего передаточного отношения электрической редукции при одинаковых габаритах и повышения точности преобразователи имеют двухфазную вторичную обмотку. Другой путь создания многополюсных синусно-косинусных поворотных трансформаторов — применение многополюсных обмоток на пакетах статора и ротора двухполюсных преобразователей. При увеличении числа пар полюсов число пазов на полюс и фазу q двухфазной обмотки — дробное. Поэтому на роторе укладывается сосредоточенная обмотка с $q = 1$. Однако такой путь ведет к ухудшению формы кривой магнитного поля в функции угла поворота ротора, т. е. к увеличению содержания высших пространственных гармоник, что ограничивает повышение точности преобразователя. Другой путь — увели-

чение числа зубцов при одновременном увеличении числа пар полюсов на роторе и статоре таким образом, чтобы число пазов на полюс и фазу для двух- и многополюсных поворотных трансформаторов было одинаково.

Известно, что для подавления третьей и пятой пространственных гармоник в выходном напряжении в двухполюсных поворотных трансформаторах выбирают число зубцов ротора $z_p = 12$, а число зубцов статора $z_{cm} = 20$. Если сохранить это соотношение, то число зубцов ротора и статора многополюсного поворотного трансформатора соответственно будут $z_p = 12p$ и $z_{cm} = 20p$, т. е. такой многополюсный поворотный трансформатор будет состоять как бы из p двухполюсных датчиков, где p — число пар полюсов.

Очевидно, габариты такого многополюсного поворотного трансформатора значительны.

Таблица XVI.5

Основные характеристики многополюсных поворотных трансформаторов с числом полюсов 10 и 6

Наименование параметров	Число полюсов 10	Число полюсов 6	Наименование параметров	Число полюсов 10	Число полюсов 6
Напряжение возбуждения в *в*	40	36	Неперпендикулярность в *угл. мин*	0,5—1	0,5—1,5
Ток возбуждения в *ма*	80	60	Неравенство коэффициентов трансформации в *угл. мин*	0,5—2,5	0,5—1
Частота в *гц*	500	400	Габаритные размеры в *мм*:		
Максимальное вторичное напряжение в *в*	23	13	диаметр	106	74
Крутизна в *мв/угл. мин*	34	11	толщина	15	18
Остаточное (нулевое) напряжение в *мв*	10—25	10	Число пазов:		
Отклонение формы кривой выходного напряжения от синусоиды в *угл. мин*	2—1	2	ротора	60	36
Расхождение нулей в *угл. мин*	0,5—1	0,5—1,5	статора	100	60

В табл. XVI.5 приведены основные характеристики двух преобразователей с числом полюсов 10 и 6 (рис. XVI.42). Параметры преобразователя угла рассогласования, имеющего многополюсный поворотный трансформатор с $2p = 10$, следующие:

Разброс напряжения ошибки в *мв* . . . 6—30
Крутизна выходного напряжения в *мв/угл. мин* . . . 21
Погрешность преобразования в *угл. мин* ± 0,5—0,7

Погрешность преобразователя с $2p = 6$ находится в пределах ±0,5—1,5 *угл. мин* в диапазоне 360°.

Для ослабления или уничтожения высших гармоник в кривой выходной э. д. с. датчика применяются различные схемы обмоток ротора и статора. Для уничтожения третьей и пятой гармоник вводят укорочение секции в одной из обмоток на $^1/_3$ полюсного деления, а в другой — на $^1/_5$. Для этого числа зубцов на пакетах ротора и статора должны быть кратны соответственно $3 \cdot 2p$ и $5 \cdot 2p$. При повышенных требованиях к форме выходного напряжения применяются специальные типы обмоток.

Известно, что так называемые синусные обмотки позволяют полностью уничтожить третью гармонику и ослабить гармоники высших порядков в большей степени, чем двухслойные обмотки. Так как помимо обмоточных гармоник существуют и другие гармоники, вызывающие отклонение выходного напряжения от синусоиды, то применение синусной обмотки является наиболее рациональным, несмотря на то, что такая обмотка технологически сложнее, чем двухслойная.

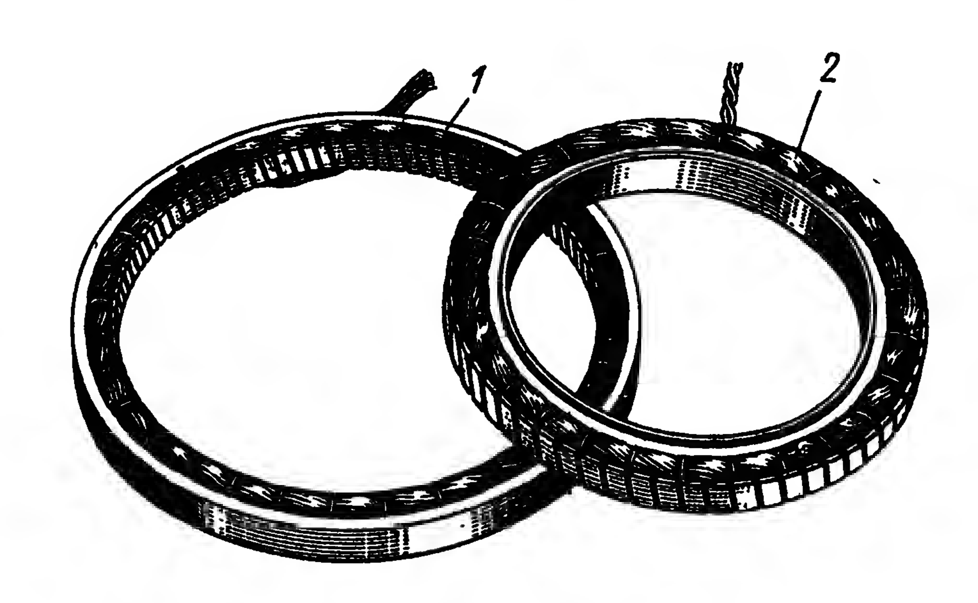


Рис. XVI.42. Многополюсный индукционный преобразователь:

1 — статор; *2* — ротор

Существует схема синусной обмотки, когда последняя выполняется секциями разной ширины, причем числа витков в секциях пропорциональны синусам половины углов, охватываемых соответствующей секцией.

Однако при разработке многополюсных поворотных трансформаторов этот метод неприемлем, так как требует значительного числа зубцов. Для получения большего передаточного отношения электрической редукции при малых габаритах представляет интерес схема такой синусной обмотки, в которой число витков в каждой секции пропорционально синусу угла $\varphi = \frac{360° i}{z}$, где z — число зубцов пакета, $i = 0, 1, 2, 3, \ldots$, а магнитная ось секции смещена на одно зубцовое деление [1], [3]. В этом случае напряжение на вторичной обмотке преобразователя

$$U_{вых} = \frac{a z_{cm}}{2} \cos n_p \theta,$$

где

$$a = \frac{k U_в w}{w_1},$$

z_{cm} — число зубцов статора;

k — постоянный коэффициент;

$U_в$ — напряжение возбуждения;

w — максимальное число витков одной фазы, которое можно уложить в один паз;

w_1 — число витков первичной обмотки;

n_p — передаточное отношение электрической редукции ($n_p = p$);

θ — угол поворота (рассогласования).

Таким образом, выходное напряжение многополюсного поворотного трансформатора изменяется по косинусоидальному закону.

Рассмотрим частный случай намотки 24-полюсного поворотного трансформатора при $z_{cm} = 32$ и $z_p = 24$. Зависимость намагничивающей силы обмоток вдоль воздушного зазора имеет вид, показанный на рис. XVI.43. В табл. XVI.6 даны числа витков в секциях статорной обмотки для синусной и косинусной обмоток.

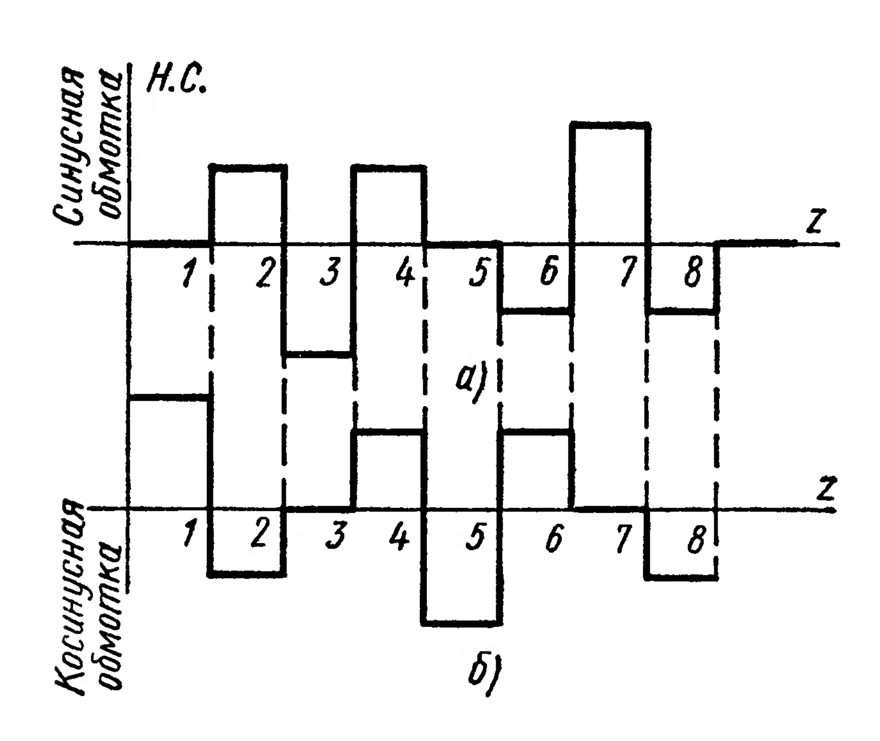


Рис. XVI.43. Распределение обмоток вдоль воздушного зазора:

а — при синусной обмотке; *б* — при косинусной

Из табл. XVI.6 видно, что кривая распределения намагничивающей силы (н. с.) в пределах 360° повторяется через каждые 8 пазов статора, т. е. полный период изменения н. с. соответствует углу 90°. Соответственно, э. д. с. повторяющихся частей сдвинуты относительно друг друга на 90 геометрических градусов и в случае равномерного воздушного зазора одинаковы.

В результате исследования индукционных преобразователей с синусоидально-распределенными обмотками можно выработать основные рекомендации по проектированию малогабаритных синусно-косинусных поворотных трансформаторов с различными передаточными отношениями электрической редукции.

Таблица XVI.6

Числа витков в секциях статорной обмотки 24-полюсного поворотного трансформатора

№ паза	Электрический угол между пазами в градусах	Количество витков в секции, намотанной вокруг зуба			
		sin γ	cos γ	Синусная обмотка	Косинусная обмотка
1	0	0	+1,0	0	137
2	135	0,707	—0,707	97	97
3	270	—1	0	137	0
4	45	0,707	0,707	97	97
5	180	0	—1,0	0	137
6	315	—0,707	0,707	97	97
7	90	+1,0	0	137	0
8	225	—0,707	—0,707	97	97
9	0	0	+1,0	0	137

Наибольшее развитие получило направление проектирования элементов с сосредоточенной обмоткой на роторе и синусоидально-распределенной обмоткой на статоре. Созданные на этой основе 12- и 24-полюсные СКТ позволили получить точность преобразования угла, определяемую погрешностью $\pm 1'$ в диапазоне 360°.

При увеличении числа повторяющихся частей схемы точность доведена до $\pm 15'' \div 20''$ при электрической редукции 9.

Можно показать, что при четном и нечетном числе зубцов магнитопровода на повторяющуюся часть существуют соотношения, при которых обеспечивается подавление 3-й, 5-й, 7-й и более высоких гармоник для двух- и многополюсных вариантов исполнения поворотного трансформатора, в то время как в существующих поворотных трансформаторах обычно исключаются только 3-я и 5-я гармоники. Однако это направление проектирования имеет ограничения в части уменьшения габаритов измерительных элементов. Так, например, при значении электрической редукции 64 число зубцов ротора должно быть равно 128. Поэтому серийно выпускаемый многополюсный синусно-косинусный поворотный трансформатор имеет передаточное отношение электрической редукции 32. При этом число зубцов ротора равно 64. Передаточное число 32 выбрано, с точки зрения удобства использования, в качестве преобразователя точного канала в прецизионных цифровых следящих системах. В аналоговых системах преобразования угла для согласования каналов точного и грубого отсчета требуется наличие сдвигающего напряжения $U_{сд}$. Погрешность преобразования угла с использованием этого преобразователя равна $\pm 1'$ в диапазоне угла 360°.

Индукционные редуктосины. Индукционный редуктосин представляет собой бесконтактный синусно-косинусный поворотный трансформатор с электрической редукцией, состоящий из статора и ротора. Статор собран из пластин электротехнической стали с большим числом зубцов, а ротор может быть выполнен в виде зубчатого кольца из электротехнической стали или собран также из пластин. Как будет показано ниже, может быть любое соотношение между числами зубцов статора и ротора. Для пояснения принципа работы редуктосина целесообразно рассмотреть наиболее простой случай, когда отношение числа зубцов статора и ротора равно $^4/_3$ или $^4/_5$ (рис. XVI.44).

Как первичная, так и две вторичные дифференциальные обмотки размещены на пакете статора. При питании первичной обмотки переменным синусоидальным напряжением со вторичных обмоток снимаются два напряжения, амплитуды которых изменяются в функции угла поворота с пространственным сдвигом, равным 90 электрическим градусам, или $^1/_4$ зубцового деления ротора. Повороту ротора на угол, равный зубцовому делению, соответствует полный период изменения амплитуды выходного напряжения, при повороте ротора на один оборот число периодов изменения амплитуды выходного напряжения равно числу зубцов ротора.

Форма кривой выходного напряжения зависит главным образом от угловых размеров зубцов ротора и статора и величины зазора между ними; при определенных значениях этих величин можно получить близкую к синусоиде форму кривой изменения амплитуды переменной составляющей проводимости воздушного зазора в функции угла поворота.

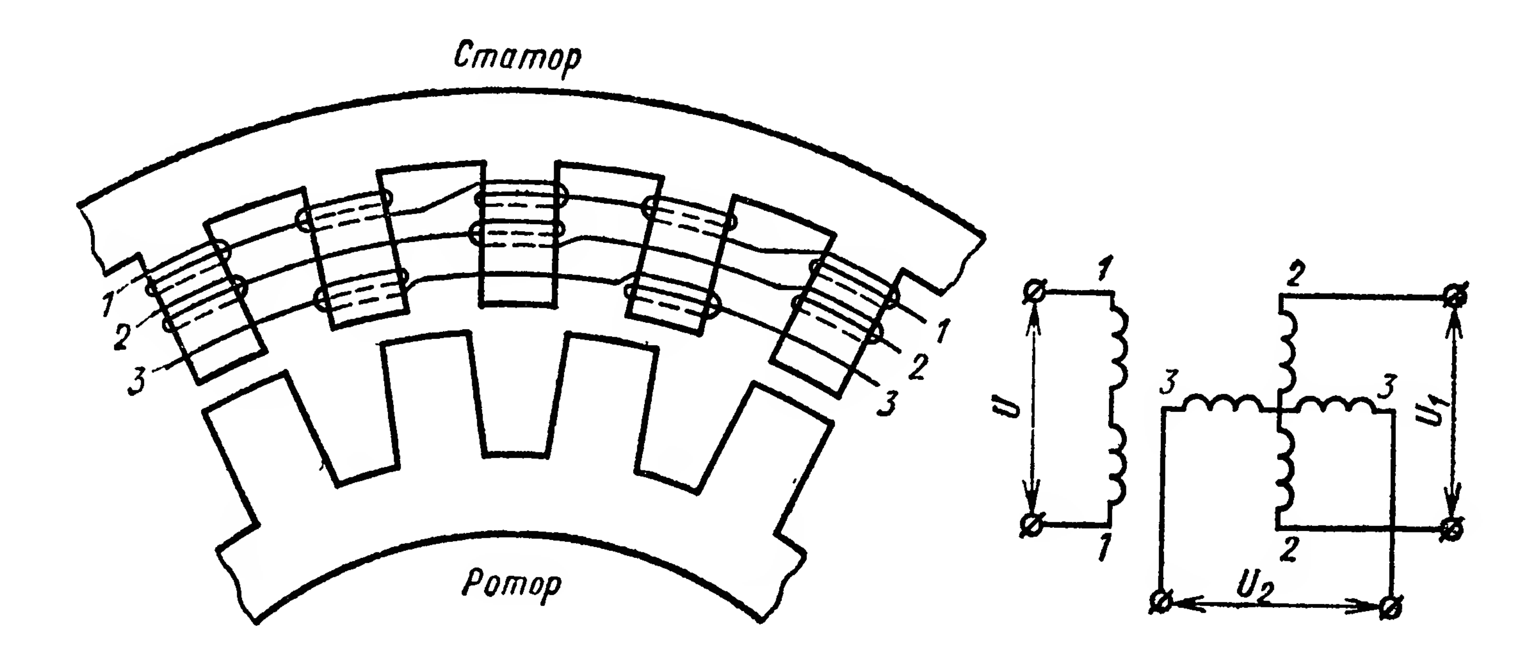


Рис. XVI.44. Принципиальная схема двухфазного индукционного редуктосина

Если предположить, что сопротивление нагрузки $R_н \to \infty$, а индуктивные сопротивления дифференциальных обмоток изменяются по закону

$$X_{m1} = j\omega M_1.$$
$$X_{m2} = j\omega M_2,$$

где M_1 и M_2 — взаимные индуктивности первичной и вторичной обмоток, то для выходного напряжения индукционного редуктосина справедливо выражение [1], [2]:

$$U_{вых} = \sqrt{2}\, U_m \sin n_p\theta \sin(\omega t - \psi),$$

где

$$U_m = \frac{U_в \omega w_1 w_2 G_{Mm}}{\sqrt{r_1^2 + X_1^2}};$$

w_1, w_2 — числа витков первичной и вторичной обмоток;

G_{Mm} — амплитуда переменной составляющей магнитной проводимости воздушного зазора;

r_1, X_1 — активное и индуктивное сопротивления первичной обмотки.

Экспериментально установлено, что отклонение формы кривой выходного напряжения от синусоидальной у двухфазных индукционных редуктосинов с электрической редукцией, имеющих отношение чисел зубцов статора и ротора $^4/_3$, составляет величину $\pm 3'$ при электрической редукции равной 30.

Погрешность преобразователя, составленного из этого редуктосина и двухполюсного поворотного трансформатора, равна $\pm 2'$ и имеет характер четвертой гармоники. Последнее означает, что основным источником, вызывающим эту погрешность, является отклонение формы кривой выходного напряжения редуктосина от синусоидального закона. В самом деле, редуктосин с отношением числа зубцов статора к числу зубцов ротора $^4/_3$ при $n_p = 30$ состоит как бы из 10 элементарных дифференциальных редуктосинов с числом зубцов статора *4*, каждый из которых можно назвать повторяющейся частью. На элементарном редуктосине может быть намотана лишь сосредоточенная обмотка, чувствительная ко всем нечетным высшим гармоникам. Это обстоятельство ограничивает повышение точности системы преобразования угла с индукционным редуктосином с указанным соотношением чисел зубцов статора и ротора даже при увеличении передаточного отношения электрической редукции.

Для улучшения формы кривой выходного напряжения в функции угла поворота ротора необходимо увеличить число зубцов статора элементарного редуктосина, вторичные обмотки наматывать на зубцы статора так, чтобы число витков каждой катушки было пропорционально синусу (для синусной обмотки) и косинусу (для косинусной обмотки) угла (угол в электрических градусах между двумя соседними пазами статора), и магнитную ось катушки сместить на одно зубцовое деление статора.

Индукционные редуктосины с синусоидально-распределенной обмоткой могут иметь различные соотношения чисел зубцов статора и ротора и различное число повторяющихся частей, т. е. различные передаточные отношения электрической редукции. Основные характеристики индукционного редуктосина с отношением числа зубцов статора к числу зубцов ротора в повторяющейся части $^8/_9$ приведены ниже.

Напряжение питания в *в*	40
Частота в *гц*	500
Максимальное выходное напряжение в *в*	1,35
Крутизна выходного напряжения в *мв/угл. мин*	23
Остаточное (нулевое) напряжение в *мв*	4
Отклонение формы кривой выходного напряжения от синусоиды в *угл. мин*	0,3
Погрешность преобразования угла в трансформаторном режиме с МВТ-1В в *угл. мин*	0,7

При числе повторяющихся частей 7 число зубцов статора $z_{cm} = 56$, а число зубцов ротора $z_p = 63$.

Таким образом, примерно при том же значении электрической редукции ($n_p = 63$), как и в индукционном редуктосине с сосредоточенной обмоткой при $z_{cm}/z_p = {}^4/_3$, индукционный редуктосин с синусоидально-распределенной обмоткой позволяет снизить погрешность преобразования угла до $\pm 0{,}7'$, причем ошибка на один шаг имеет характер первой гармоники, т. е. погрешность от несинусоидальности значительно ослаблена.

Таблица XVI. 7

Некоторые данные индукционных редуктосинов с передаточными отношениями электрической редукции, равными 2^n

Электрическая редукция n_p	Число зубцов на статоре $Z_{ст}$	Число зубцов в одной повторяющейся части		Число повторяющихся частей Q	Примерные габариты			Форма зуба статора	Примечания
		Z_{pQ}	$Z_{стQ}$		Статор		Ротор		
					$d_{наружн.}$	$d_{внутр.}$	$d_{внутр.}$		
32	28	8	7	4	42	22	12		
	40	4	5	8	65	45	32		
60	54	10	9	6	65	45	35		
64	56	8	7	8	74	52	43		ИР
					65	45	35		БСКТ-12865К
	больших 28	8	7	по большим зубцам 4	50	32	25		ИРМ
	малых 56			по малым зубцам 8					
128	больших 56	8	7	по большим зубцам 8	100	73	60		
	малых 112			по малым зубцам 16					
	больших 28	8	7	по большим зубцам 4					
	малых 112			по малым зубцам 16					
256	больших 56	8	7	по большим зубцам 8	180	140	120		
	малых 224			по малым зубцам 32					
	больших 60	16	15	по большим зубцам 4					
	малых 240			по малым зубцам 16					

Индукционные редуктосины с соотношением зубцов статора и ротора $^4/_3$, $^4/_5$, $^8/_9$ приведены лишь в качестве примеров. Возможны самые разнообразные соотношения.

Очевидно, что при увеличении передаточного отношения электрической редукции возрастают и габариты датчика. Однако при одном и том же передаточном отношении электрической редукции габариты индукционного редуктосина значительно меньше, чем габариты многополюсного поворотного трансформатора с обмотками на статоре и роторе.

В связи с развитием цифровой техники возникла необходимость создания поворотных трансформаторов с передаточным отношением электрической редукции, равным 2^n.

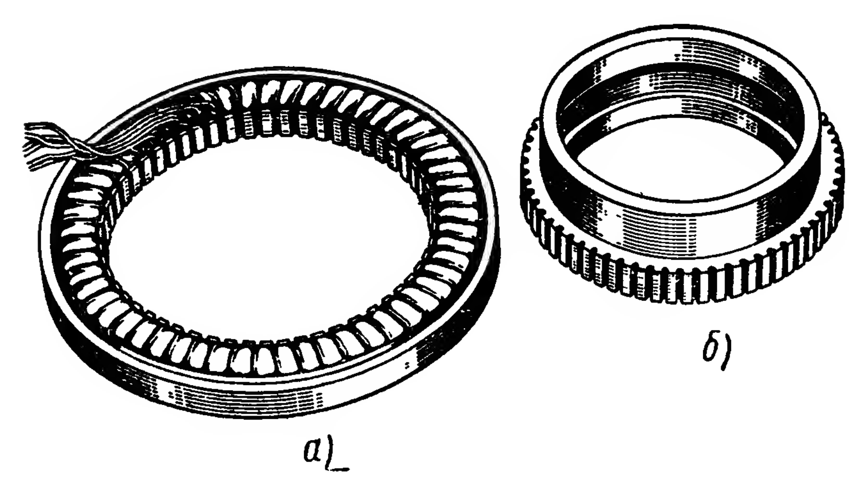


Рис. XVI.45. Индукционный редуктосин:

а — статор; *б* — ротор

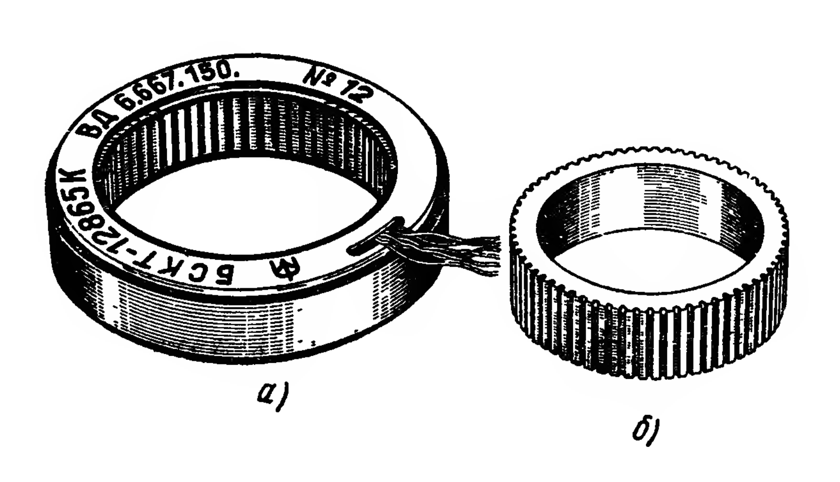


Рис. XVI.46. Серийный индукционный редуктосин:

а — статор; *б* — ротор

В табл. XVI.7 приведены некоторые данные индукционных редуктосинов с различными передаточными отношениями электрической редукции, равными 2^n. Из таблицы видно, что рекомендуемое число зубцов статора на повторяющуюся часть равно 7, а число повторяющихся частей — 4 или 8.

На рис. XVI.45 изображены ротор и статор макетного образца бескорпусного индукционного редуктосина; наружный диаметр статора 74 *мм*, толщина статора с обмоткой 8 *мм* (при толщине пакета 5 *мм*); внутренний диаметр ротора 40 *мм*. Число зубцов статора z_{cm} равно 56, число зубцов ротора $z_p = 64$. Отсюда отношение чисел зубцов $\frac{z_{cm}}{z_p} = \frac{7}{8}$, а число повторяющихся частей 8.

Для увеличения индуктивного сопротивления толщина пакета статора может быть увеличена. В серийном варианте редуктосина толщина пакета составляет 10 *мм* (рис. XVI.46), а с обмоткой и защитными колпачками — 16 *мм*. Числа зубцов z_{cm} и z_p те же, что у макетного образца. Наружный диаметр статора 65 *мм*, внутренний диаметр 35 *мм*. Зазор между зубцами ротора и статора составляет 0,15 *мм*.

Двухфазные индукционные редуктосины следует применять в так называемых отсчетных синхронно-следящих системах, т. е. в системах, в которых требуется с высокой точностью дистанционно измерить угол поворота вала. В этом случае в качестве приемника

применяется двухполюсный поворотный трансформатор. Погрешность такого преобразователя угла находится в пределах $\pm 0{,}4' \div 0{,}8'$ в диапазоне угла 360°. Кроме того, индукционные редуктосины применяются в прецизионных цифровых следящих системах как в трансформаторном режиме, так и в режиме фазовращателя. В последнем случае возможны схемы с однофазным (рис. XVI.47)

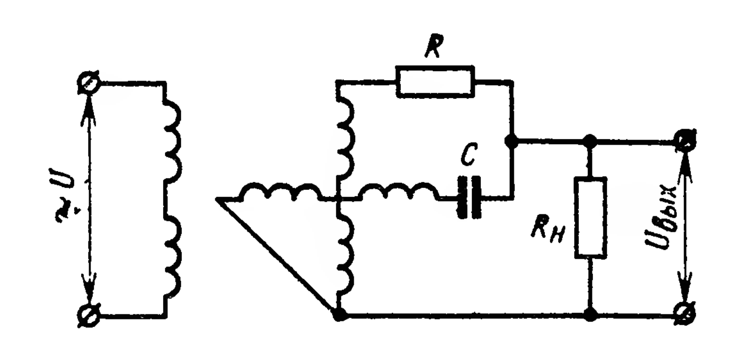


Рис. XVI.47. Схема фазовращателя с однофазным источником питания

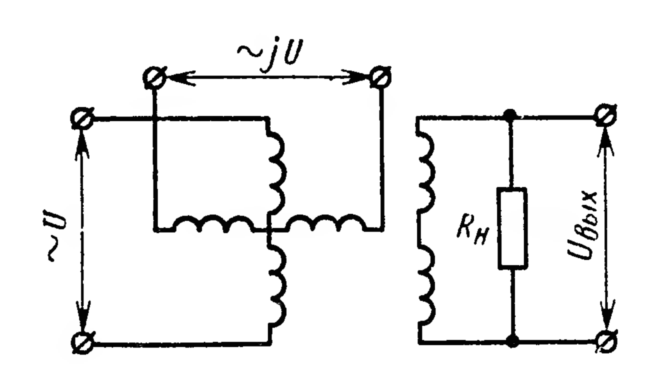


Рис. XVI.48. Схема фазовращателя с двухфазным источником питания

и двухфазным источником питания (рис. XVI.48). Погрешность цифровой следящей системы с индукционным редуктосином в режиме фазовращателя при электрической редукции 64 равна $\pm 40''$, что соответствует 15-ти двоичным разрядам.

Индуктосины. В отличие от многополюсных поворотных трансформаторов, в которых обмотки укладываются в пазах магнитопроводов ротора и статора, и индукционных редуктосинов, в которых как первичная, так и две вторичные обмотки укладываются в пазах магнитопровода статора, роторы и статоры поворотных индуктосинов представляют собой диски из изоляционного материала, расположенные соосно и параллельно, на которых печатным способом нанесены проводящие линии обмотки. Они представляют собой ряд радиальных токопроводящих пластин — проводников (рис. XVI.49). На роторе индуктосина в пределах 360° расположена однофазная многополюсная обмотка, имеющая разрыв для подвода тока. На статоре наносится двухфазная многополюсная секционированная обмотка. Обмотки статора сдвинуты относительно друг друга на $^1/_4$ или на $^3/_4$ шага.

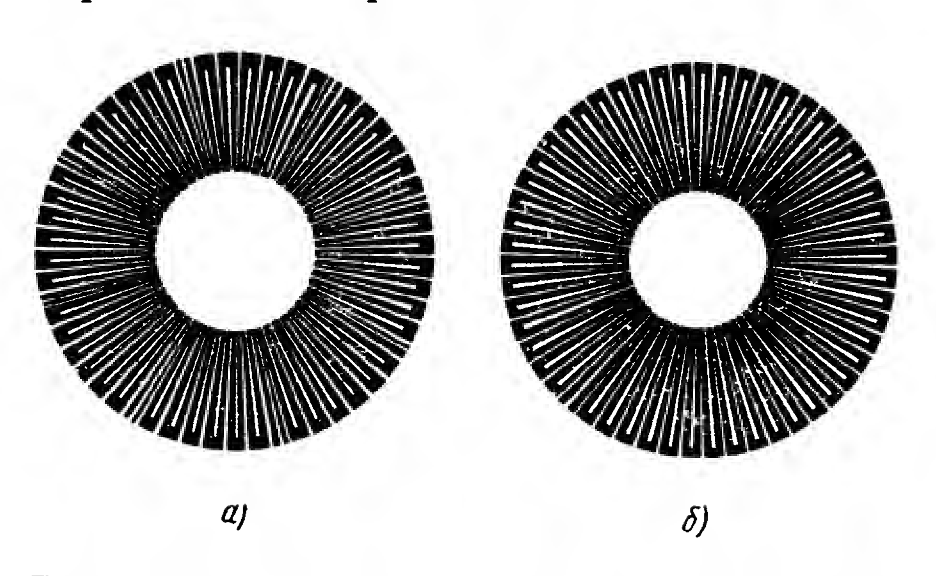


Рис. XVI.49. Ротор и статор индуктосина:
а — статор; *б* — ротор

Электромагнитная связь между обмотками ротора и статора осуществляется через малый воздушный зазор. Обмотки ротора и статора рассчитываются таким образом, чтобы с высокой точностью (0,1%) обеспечить синусоидальное изменение взаимной индуктивности между статором и ротором в зависимости от угла поворота.

Это достигается рациональным выбором соотношения между линейными размерами проводников ротора и статора.

Фактически индуктосин является воздушным трансформатором, вследствие чего коэффициент индуктивной связи между обмотками ротора и статора весьма низок, поэтому происходит значительное ослабление выходного сигнала даже при повышенной частоте источника питания. Так, например, выходное напряжение индуктосина, включенного по схеме фазовращателя (см. рис. XVI.48) при воздушном зазоре 0,1 *мм* и при частоте питания 10 *кгц* (36 *в*), равно 3—5 *мв*. Такой малый коэффициент передачи по напряжению является основным недостатком индуктосинов. К их достоинствам следует отнести возможность печатного выполнения обмоток и вследствие этого возможность получения значительного передаточного отношения электрической редукции при сравнительно малых габаритах, благодаря чему можно существенно повышать точность преобразователя. Для повышения точности индуктосина при проектировании последнего принимаются определенные конструктивные и технологические меры. Уменьшение влияния неравномерностей воздушного зазора и контурных токов в обмотках достигается выполнением двухфазных статорных обмоток в виде распределенных по окружности секций и определенной последовательностью их включения. Чтобы обеспечить симметричность обмоток, число радиальных проводников выбирается четным, для уменьшения влияния паразитной емкостной связи между первичной и вторичной обмотками выбирается оптимальная ширина обмоток и т. д. В идеальном случае выходная э. д. с. индуктосина должна изменяться по строго синусоидальному закону. Однако кривая э. д. с. содержит нечетные высшие пространственные гармоники, вызывающие появление дополнительной ошибки. Подавление 3-й и 5-й гармоник производится выбором размеров проводников ротора и статора и определенным расположением их по окружности.

Известны индуктосины с различным передаточным отношением электрической редукции. Выбор числа пар полюсов зависит и от назначения прибора. Так, например, при использовании двоичного кода удобны следующие числа пар полюсов: 64, 128, 256, при десятичной системе обмотки индуктосина должны иметь 100—200 пар полюсов. Имеются индуктосины с числом пар полюсов 180 и 360.

Индуктосины чаще всего используются в режиме двухфазного фазовращателя, когда на первичные обмотки подаются два синусоидальных напряжения U, одинаковые по амплитуде и сдвинутые по фазе на 90° (см. рис. XVI.48).

Можно показать, что в идеальном случае на выходе двухфазного фазовращателя возникает напряжение, фаза которого пропорциональна углу поворота ротора $n_p\theta$, а амплитуда выходного напряжения не меняет своей величины.

Известны случаи, когда индуктосины используются в трансформаторном режиме с применением усилителей в цепях синхронизации.

В обоих случаях индуктосины применяются в качестве преобразователя канала точного отсчета двух- или трехканальных аналоговых и цифровых дистанционных систем передачи угла или систем передачи информации в цифровую вычислительную машину. Диапазон работы индуктосинов, в пределах которого система передачи угла обладает самосинхронизацией, равен углу $\frac{360°}{n_p}$. Для получения самосинхронизации в пределах 360° применяется канал грубого отсчета. При больших передаточных отношениях электрической редукции ($i \geqslant 128$) и в особенности при использовании индуктосина в режиме фазовращателя из-за отсутствия высокоточных двухполюсных фазовращателей применяется трехканальная система передачи угла.

Погрешность преобразователей угла с индуктосинами, когда число пар полюсов или передаточное отношение электрической редукции велико, находится в пределах $\pm 5 \div 10''$. Такая высокая точность получается при весьма жестких требованиях к точности изготовления обмоток, т. е. к точности нанесения рисок, к установке ротора относительно статора с целью уменьшения биения и несоосности, к точности выдерживания плоскостей ротора и статора и т. д. Если индуктосин применяется в бескорпусном исполнении, т. е. состоит из дисков ротора и статора, то возникают погрешности от неточности их установки, а при выполнении индуктосина в виде отдельной конструкции, т. е. в корпусе, возникают ошибки сочленения вала преобразователя с чувствительной осью, угол поворота которой необходимо измерить, несмотря на то, что для этой цели обычно применяют специальные муфты. Эти ошибки соизмеримы с погрешностью индуктосина, особенно, когда речь идет об использовании его в широком диапазоне изменения температуры окружающей среды.

7. ЕМКОСТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Принцип действия емкостных преобразователей состоит в преобразовании линейных или угловых перемещений в изменения емкости конденсатора. Для включения и определения изменения емкости применяют резонансные, мостовые схемы и схемы на биениях. Емкостные преобразователи имеют непрерывные статические характеристики. Емкость C плоского конденсатора определяется по следующей формуле:

$$C = \varepsilon \frac{S}{4\pi\delta} \cdot \frac{1}{9 \cdot 10^5} \text{ мкф}, \qquad \text{(XVI.50)}$$

где ε — диэлектрическая постоянная;
S — площадь перекрытия пластин в *см*^{2};
δ — расстояние между пластинами в *см*.

Из формулы (XVI.50) видно, что на емкость конденсатора можно влиять изменением расстояния между пластинами δ, площади

перекрытия S пластин или диэлектрической постоянной ε. Для преобразования линейных и угловых перемещений применяют преобразователи с изменяемым расстоянием между пластинами и с изменяемой площадью перекрытия пластин.

На рис. XVI.50, *а* показана схема преобразователя с двумя пластинами, представляющего собой плоский конденсатор с переменным зазором. Конденсатор включается в качестве пассивного элемента в электрическую схему, питаемую переменным током. Выходной величиной является напряжение, снимаемое с переменного емкостного сопротивления конденсатора $x = \frac{1}{2\pi f C}$. Часто емкостные датчики выполняют

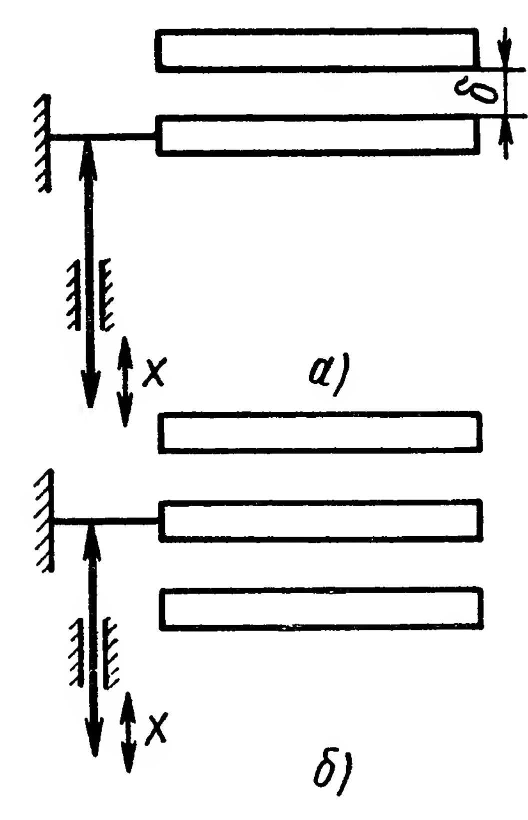


Рис. XVI.50. Схемы емкостных преобразователей:

а — с двумя пластинами; *б* — дифференциальный

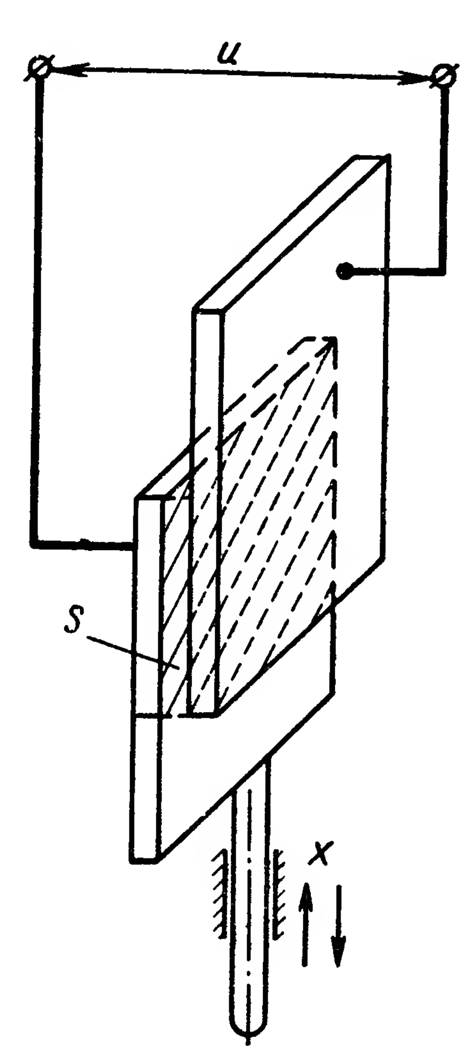


Рис. XVI.51. Схема емкостного преобразователя с изменяемой площадью перекрытия пластин

по дифференциальной схеме в виде трехпластинчатого конденсатора с подвижной промежуточной пластиной, как это показано на рис. XVI.50, *б*. Такой конденсатор обладает повышенной чувствительностью.

На рис. XVI.51 приведена схема, согласно которой преобразуемое перемещение приводится к изменению площади S перекрытия пластин. В этом случае обеспечивается линейная зависимость между перемещением и изменением емкости. Емкостные преобразователи удобны для измерения и регистрации линейных колебаний и вибраций с большой частотой, причем, так как сила электростатического взаимодействия между пластинами очень мала, они находят широкое применение в тех случаях, когда недопустимы большие измерительные усилия.

В большинстве конструкций емкостных преобразователей частота питающего напряжения находится в пределах от 10 до 1000 *кгц*.

Применение высокой частоты усложняет схему, так как требует устранения влияния паразитных емкостей и уменьшает стабильность характеристики преобразователя. В связи с этим разработаны конструкции преобразователей с изменением площади перекрытия пластин конденсаторов, работающие на частоте 500 *гц*. В них для увеличения активного сопротивления утечкам подвижный электрод измерительного конденсатора соединен непосредственно с сеткой первой лампы усилителя. Для этой цели использована малогабаритная электронная лампа, работающая в режиме с незначительным сеточным током. Это позволило применить на выходе усилителя двухфазный индукционный электродвигатель самобалансирующегося моста. Конструкция такого преобразователя приведена на рис. XVI.52.

В стальном корпусе *12* установлена изолирующая втулка *11* с запрессованными в нее электродами *10* конденсатора. Втулка *11* закреплена с торца гайкой *7*. Электроды *10* конденсатора неподвижны. На вторую изолирующую втулку *8* насажены стальной колпачок *13*, электрод *4* и стальное кольцо *9*. Они образуют подвижный узел, перемещающийся на шариках по внутренней поверхности корпуса *12*. Электрод *4* является подвижным. Между неподвижными электродами *10* и подвижным электродом *4* сохраняется постоянный зазор, равный 0,15 *мм*. Снизу в корпус ввинчена втулка *1*, в которой перемещается измерительный стержень *2* с завальцованным шариком *14*. К этому шарику пружиной *5* прижат подвижный узел. При смещении измерительного стержня смещается подвижный узел, в результате чего изменяется положение электрода *4* относительно электродов *10*, а следовательно, и величина поверхности их перекрытия, от которой зависит величина емкости.

Малогабаритная электронная лампа *3* закреплена на панеле *6*. Лампа имеет выводы для ее включения в измерительную схему. Наружный диаметр датчика 22,5 *мм*, рабочий ход измерительного стержня 5 *мм*, измерительное усилие 350 г.

Емкостный редуктосин. * Для повышения точности преобразования линейных и угловых перемещений целесообразно применение емкостных преобразователей с электрической редукцией, в которых происходит осреднение переменных емкостей из-за распределения пластин статора по окружности. При этом необходим выбор таких угловых размеров пластин статора и зубцов ротора, при которых можно получить близкие к синусоиде изменение емкости в зазоре в функции перемещения.

Принципиальная схема синусно-косинусного преобразователя угла с электрической редукцией приведена на рис. XVI.53. Отношение числа пластин статора к числу зубцов ротора равно либо $^4/_3$ либо $^4/_5$. В том и другом случаях при $z_{cm} = 4$ имеем элементарный дифференциальный двухфазный преобразователь. В зависимости от числа повторяющихся частей можно получить необходимое пере-

* Данная часть параграфа (до конца) написана А. А. Ахметжановым.

даточное отношение электрической редукции. При этом статор будет состоять из четырех групп последовательно соединенных пластин. Такое соединение ослабляет влияние неравномерностей воздушного зазора. Погрешность изготовления пластин также осредняется, благодаря чему повышается точность емкостного редукто-

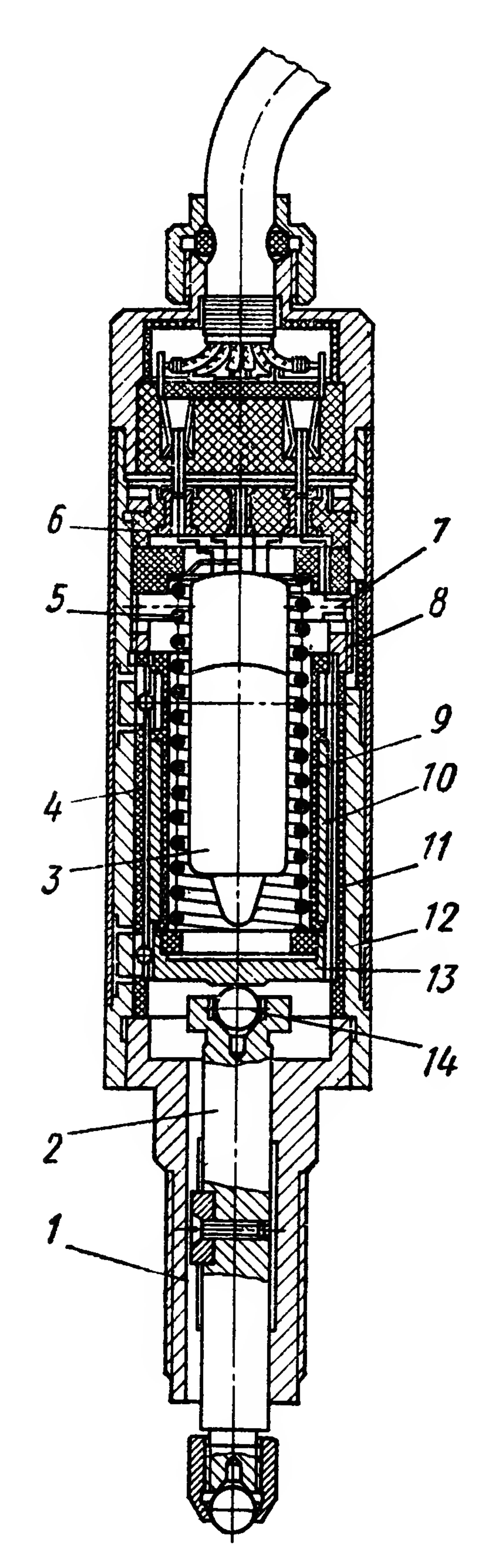


Рис. XVI.52. Конструкция емкостного преобразователя с изменяемой площадью перекрытия пластин

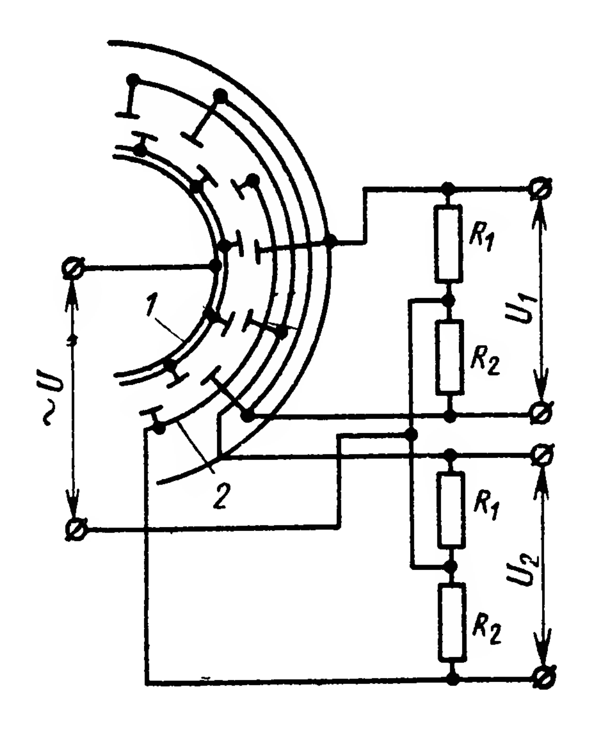


Рис. XVI.53. Принципиальная схема синусно-косинусного емкостного преобразователя с электрической редукцией:

1 — ротор; 2 — статор

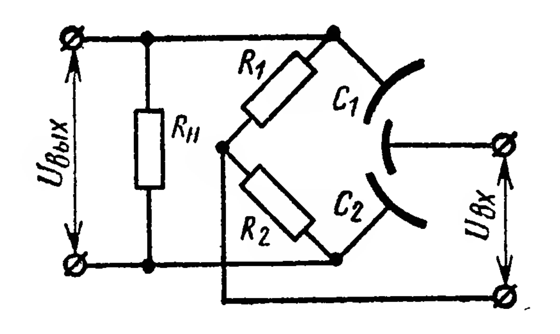


Рис. XVI.54. Эквивалентная схема синусно-косинусного емкостного редуктосина

сина. Число повторяющихся частей для приемлемых габаритов может быть выбрано в пределах 10—20. Соотношение $^4/_5$ позволяет при тех же габаритах статора получить большее передаточное отношение электрической редукции.

При подаче напряжения между пластинами ротора и средней точки резисторов R_1 и R_2 (см. рис. XVI.53) на выходе преобразователя получаются два напряжения, изменяющиеся в функции угла

поворота по закону, близкому к синусоиде, со сдвигом на 90 электрических градусов.

Синусоидальность выходного напряжения зависит от линейных размеров зубцов ротора и пластин статора и величины воздушного зазора между ними.

Синусно-косинусный емкостный редуктосин может быть представлен в виде мостовой схемы (рис. XVI.54). К одной диагонали моста между ротором и средней точкой резисторов R_1 и R_2 подается напряжение питания $U_в$, с другой диагонали снимается выходное напряжение $U_{вых}$.

Воспользовавшись теоремой об эквивалентном генераторе и предполагая, что сопротивление нагрузки $R_н \to \infty$, $R_1 = R_2 = R$, а емкости C_1 и C_2 изменяются по закону

$$C_1 = C_0 + C_m \sin n_p\theta;$$

$$C_2 = C_0 - C_m \sin n_p\theta;$$

где C_0 — постоянная составляющая емкости преобразования;
C_m — переменная составляющая емкости;
θ — угол поворота;
n_p — передаточное отношение электрической редукции (число повторяющихся частей),

получим для амплитудного значения выходного напряжения [1]:

$$U_a = \sqrt{2}\, U_m \sin n_p\theta,$$

где

$$U_m = \frac{2U_в R\gamma X_0}{\sqrt{(R^2 - X_0^2)^2 + 4X_0^2R^2}};$$

$$\gamma = C_m/C_0;$$

$$X_0 = \frac{1}{\omega C_0};$$

ω — частота питающего напряжения.

За счет отклонения параметров емкостного редуктосина от идеальных условий, принятых при выводе выражения выходного напряжения, появляется дополнительное напряжение, вызывающее либо отклонение формы кривой выходного напряжения от синусоидального закона, либо смещение его нулевых положений. Так как при небольших габаритах редуктосина емкостное сопротивление $x_{C_m} = \frac{1}{\omega C_m}$ переменной составляющей емкости C_m велико, то происходит значительное ослабление выходного напряжения при частотах 500—1000 *гц*. Поэтому при создании синхронной передачи с двухфазным емкостным редуктосином целесообразно применять схему, приведенную на рис. XVI.55.

В качестве приемника применяется вращающийся трансформатор. Напряжение питания подается на его первичную обмотку.

Известно, что выходные напряжения поворотного трансформатора

$$U_1 = aU_в \sin\theta_2 \quad \text{и} \quad U_2 = aU_в \cos\theta_2,$$

где a — коэффициент трансформации поворотного трансформатора.

Рассматривая емкостный редуктосин в виде двух мостовых схем (рис. XVI.56), можно для случая, когда напряжение питания подается на другую диагональ моста, определить выходное напряжение $U_{вых1}$ и $U_{вых2}$ при подаче соответственно напряжений U_1 и U_2 (см. рис. XVI.55).

Амплитудные значения

$$U_{вых1} = \frac{U_1 C_m}{2C_0} \sin n_p \theta_1 = \frac{aU_в C_m}{2C_0} \sin \theta_2 \sin n_p \theta_1;$$

$$U_{вых2} = \frac{U_2 C_m}{2C_0} \cos n_p \theta_1 = \frac{aU_в C_m}{2C_0} \cos \theta_2 \cos n_p \theta_1.$$

Выходное напряжение в трансформаторном режиме

$$U_{вых} = U_{вых1} + U_{вых2} = \frac{aC_m U_в}{2C_0} (\cos \theta_2 \cos n_p \theta_1 + \sin \theta_2 \sin n_p \theta_1),$$

или

$$U_{вых} = \frac{aC_m U_в}{2C_0} \cos (\theta_2 - n_p \theta_1).$$

Таким образом, выходное напряжение преобразователя, состоящего из емкостного редуктосина и поворотного трансформатора, зависит от угла рассогласования между выходной и входной осями. В данном случае при повороте ротора емкостного редуктосина на угол, равный шагу его зубцов, ротор поворотного трансформатора повернется на целый оборот, т. е. осуществляется электрическая редукция в передаче угла. В двухфазном емкостном редуктосине может быть получено большое значение электрической редукции в приемлемых для приборов габаритах.

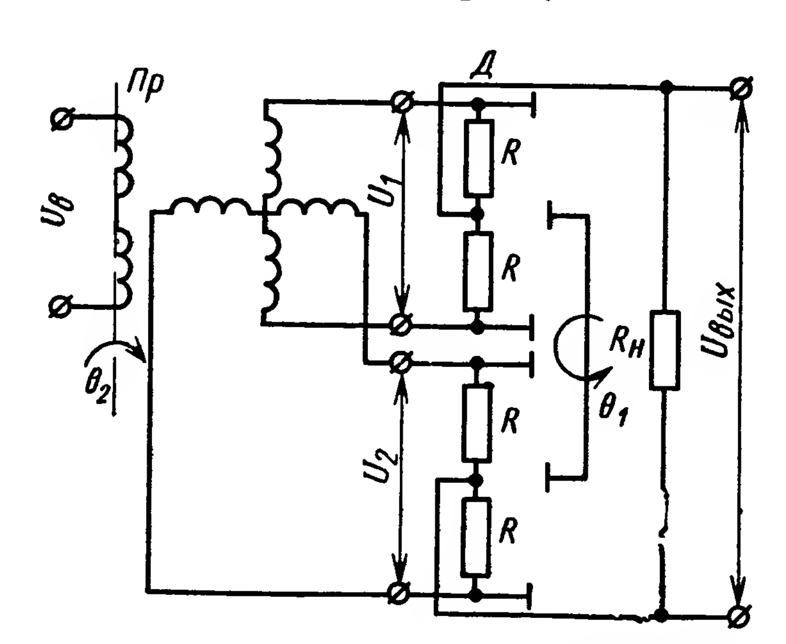


Рис. XVI.55. Схема преобразователя угла рассогласования с емкостным редуктосином

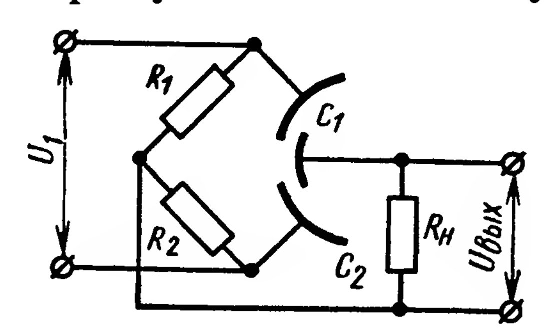


Рис. XVI.56. Эквивалентная схема емкостного редуктосина

Отсутствие реактивного момента, возможность получения высокой точности за счет электрической редукции, простота конструкции и возможность бесконтактного съема сигнала являются основными преимуществами емкостного редуктосина.

На аналогичном принципе может быть построен линейный синусно-косинусный емкостный редуктосин. Если пластины статора и зубцы ротора изготовлены так, что шаг ротора соответствует

длине 1,2 *мм*, что вполне реально, то при перемещении датчика на 1,2 *мм* ось двухполюсного приемника повернется на угол 360°. Если погрешность передачи равна 1°, то погрешность измерения любой длины составит $\approx$ 3,3 *мкм*.

Емкостный фазовращатель. Синусно-косинусный емкостный преобразователь может быть использован и в режиме фазовращателя. Для этой цели на цепи с сопротивлением R_1 и R_2 подается двухфазное симметричное питание, а с ротора и средней точки снимается выходной сигнал.

Трех- и многофазные емкостные преобразователи также могут быть использованы в амплитудном режиме и в режиме фазовращателя. Рассмотрим эти преобразователи в режиме фазовращателя.

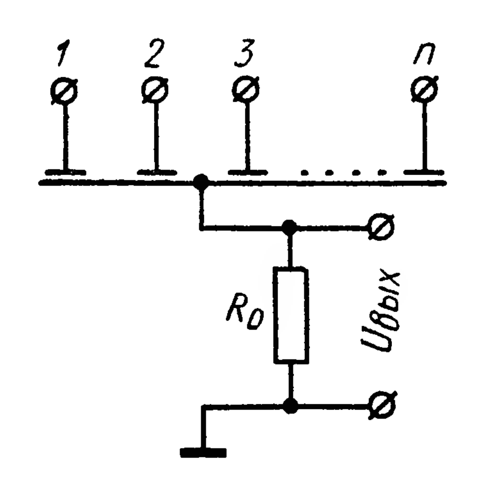


Рис. XVI.57. Схема *n*-фазного емкостного фазовращателя

Емкостный фазовращатель, который изображен на рис. XVI.57, состоит из *n* переменных конденсаторов. Каждый из них имеет одну общую и одну отдельную пластину, на которую подается одно из *n* входных напряжений синусоидальной формы. Для питания такого фазовращателя требуется *n*-фазный источник напряжения. В практических условиях обычно встречаются трех-, четырех- и шестифазные фазовращатели. Так как принцип действия следящей системы с фазовращателями основан на методе сравнения фаз, выходная цепь последних должна быть однофазной.

Для получения многофазного источника напряжения используют фазовращающие схемы, на выходе которых напряжения сдвинуты относительно друг друга по фазе на 90° при четырехфазном фазовращателе и на 60° при шестифазном фазовращателе.

Таким образом, применение четырех- или шестифазных фазовращателей требует дополнительного фазорасщепляющего устройства, усложняющего систему передачи.

Ниже будут приведены требования, предъявляемые к фазорасщепляющим схемам в отношении сдвига фаз между входными напряжениями фазовращателя. В системе дистанционной передачи угла в соответствии с датчиками-фазовращателями приемники должны быть трех-, четырех- или шестифазными. Это ограничивает применение существующих серийных элементов электроавтоматики: сельсинов, круговых потенциометрических датчиков и т. д. в многофазных системах.

Трехфазные и многофазные фазовращатели различаются лишь конструктивно. Принцип действия и построение следящей системы с фазовращателями независимо от того, является ли источник питания трех-, четырех- или шестифазным, остается общим.

На рис. XVI.58 представлена схема емкостного фазовращателя, питаемого трехфазным напряжением. На три одинаковые статорные пластины, изолированные друг от друга, подаются равные по ам-

плитуде и сдвинутые по фазе на 120° входные напряжения питания с трехфазного источника тока. Общая роторная пластина неодинаково перекрывает пластины статора, вследствие чего при повороте ротора относительно пластин статора происходит изменение емкостей C_1, C_2, C_3.

При изменении емкостей C_1, C_2, C_3, заключенных в каждую фазу, можно получить изменение вектора результирующего напряжения $\dot{U}_{вых}$ между точками OO' (рис. XVI.59), в общем случае — по величине и по фазе, причем поворот результирующего вектора напряжения находится в строгом соответствии с изменением емкостей C_1, C_2, C_3.

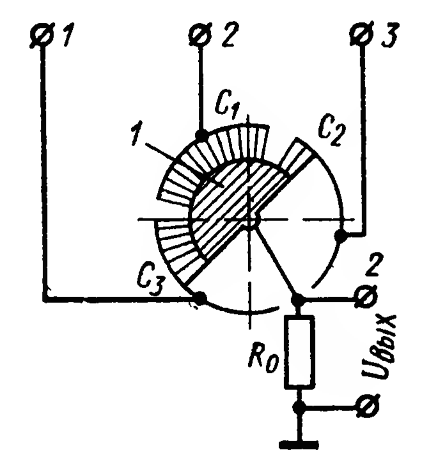


Рис. XVI.58. Трехфазный емкостный фазовращатель:

1 — ротор; 2 — статор

Рис. XVI.59. Эквивалентная схема трехфазного емкостного фазовращателя

Полный поворот вектора напряжения $\dot{U}_{вых}$ по фазе произойдет при полном повороте оси ротора фазовращателя. Можно показать, что для выходного напряжения справедливо следующее выражение:

$$U_{вых} = \sqrt{2}\, U_a \cos(\omega t + \psi + \theta),$$

где

$$\psi = \operatorname{arctg} 3\omega C_0 R_0 = \mathrm{const};$$

θ — угол поворота ротора.

Таким образом, емкостной фазовращатель обеспечивает постоянную величину U_a и линейность фазового сдвига θ.

Выходное напряжение фазовращателя ослабляется по сравнению с входным напряжением U в k раз:

$$k = \frac{\sqrt{9\omega^2 C_в^2 + \frac{1}{R_0^2}}}{1{,}5\omega C_m}.$$

Величина k называется коэффициентом ослабления сигнала.

На рис. XVI.60 приведен график изменения коэффициента ослабления сигнала в зависимости от частоты входного напряжения. На низких частотах происходит быстрое ослабление сигнала.

На рис. XVI.61 показан график зависимости выходного напряжения фазовращателя U_a от частоты при $R_0 = 1$ *мом* и $\frac{C_0}{C_m} = 20$.

Существует ряд конструкций емкостных фазовращателей. Они могут быть выполнены с плоскими (рис. XVI.62) и цилиндрическими (рис. XVI.63) роторами. В обоих случаях происходит изменение перекрытия пластин статора ротором.

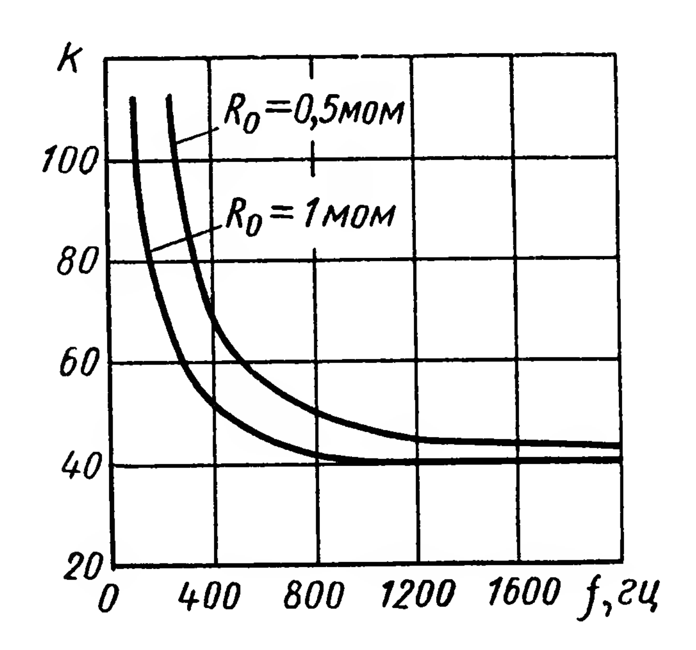


Рис. XVI.60. Изменение коэффициента ослабления выходного напряжения фазовращателя в зависимости от частоты входного напряжения

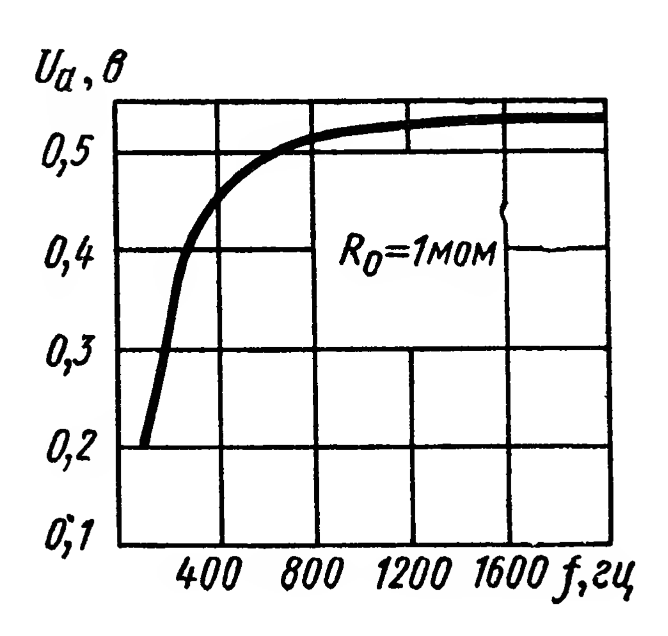


Рис. XVI.61. Зависимость выходного напряжения фазовращателя от частоты входного напряжения

Во всех конструкциях фазовращателя емкость между ротором и каждой из пластин статора должна изменяться при повороте ротора по синусоидальному закону. Для приборов, работающих в условиях вибрации, наиболее целесообразны в конструктивном отношении фазовращатели с цилиндрическим ротором. Статор такого

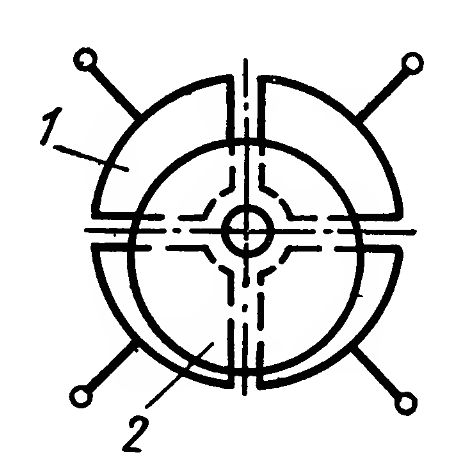


Рис. XVI.62. Емкостный фазовращатель с плоским ротором:

1 — пластина статора; *2* — ротор

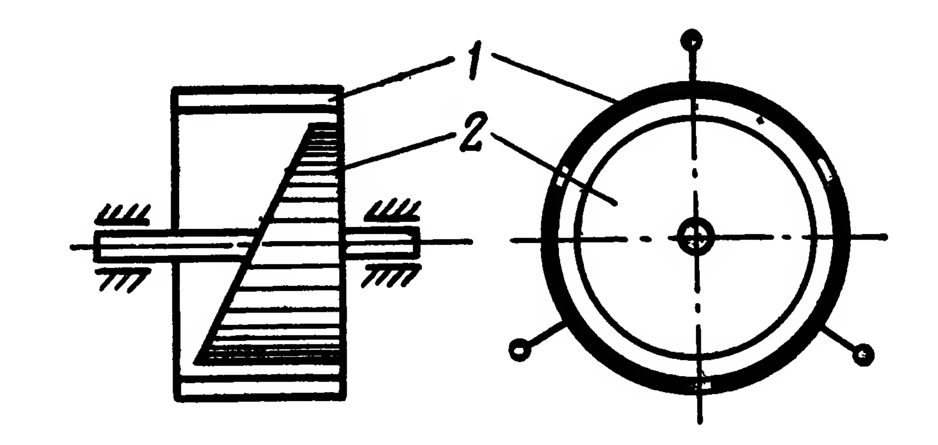


Рис. XVI.63. Емкостный фазовращатель с цилиндрическим ротором:

1 — статор; *2* — ротор

фазовращателя представляет собой цилиндр, разрезанный по образующей. Число пластин статора равно числу фаз источника питания. Ротор представляет собой срезанный цилиндр, позволяющий получить синусоидальное изменение емкости.

На рис. XVI.64 приведена конструкция трехфазного емкостного фазовращателя, состоящего из ротора *1* и статора *2*. Сигнал снимается с ротора, поверхность которого может иметь синусо-

идальную или линейную конфигурацию (рис. XVI.65, *а*, *б*). Принципиально возможно бесконтактное снятие сигнала.

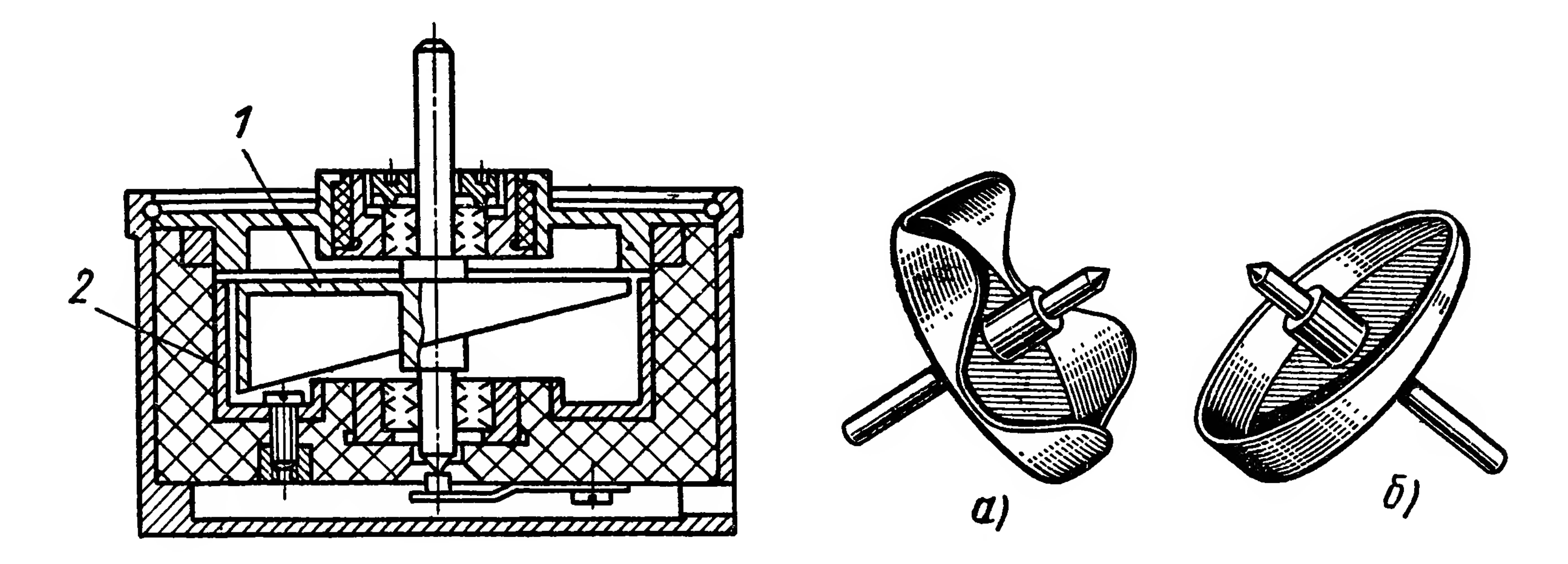


Рис. XVI.64. Конструкция трехфазного емкостного фазовращателя

Рис. XVI.65. Ротор емкостного фазовращателя

Максимальная величина реактивного момента емкостных фазовращателей, предназначенных для авиационных приборов, составляет примерно $4 \cdot 10^9$ *Г·см*.

8. ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Основной частью фотоэлектрических преобразователей является фотоэлемент, служащий для преобразования световой энергии в электрическую энергию фототока. Наибольшее распространение получили преобразователи с непрерывной характеристикой. Принцип действия их состоит в преобразовании линейного перемещения в изменение величины светового потока, падающего на фотоэлемент. В последнее время получают распространение фотоэлектрические преобразователи на фоторезисторах, имеющих дискретную характеристику. Световой поток, пáдающий на чувствительный элемент фотоэлектрического преобразователя, чаще всего модулируется с помощью шторок, флажков или заслонок, перемещение которых связано с изменением преобразуемой линейной или угловой величины. На рис. XVI.66 приведена схема, показывающая принцип действия фотопреобразователей. При измерении размера детали *1* или другой линейной величины смещаются измерительный стержень *2* и закрепленная на его конце заслонка *3*, что приводит к изменению величины светового потока, идущего от осветителя *4* через диафрагму *5* и объектив *6* к фотоэлементу *7*. Соответствующий ве-

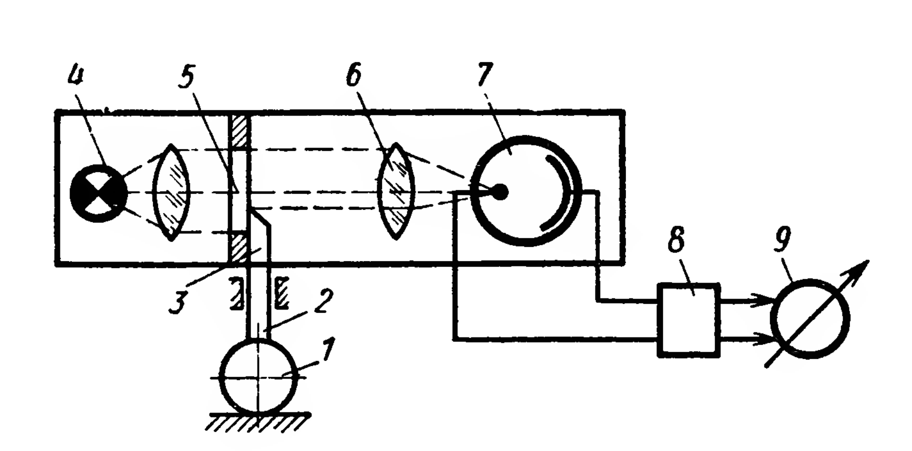


Рис. XVI.66. Схема фотоэлектрического преобразователя с перекрытием светового потока

личине светового потока фототок усиливается с помощью усилителя *8* и измеряется прибором *9*, градуированным в линейных величинах.

На рис. XVI.67 представлены статическая и динамическая характеристики фотопреобразователей. В качестве статической характеристики дается зависимость фототока от преобразуемой линейной величины $I_ф = f(x)$. Динамической характеристикой является кривая переходного процесса при быстром изменении входной величины x, т. е. $I_ф = f(t)$.

Инерционность преобразователя определяется временем (рис. XVI.67, *б*), необходимым для приближения величины y к уста-

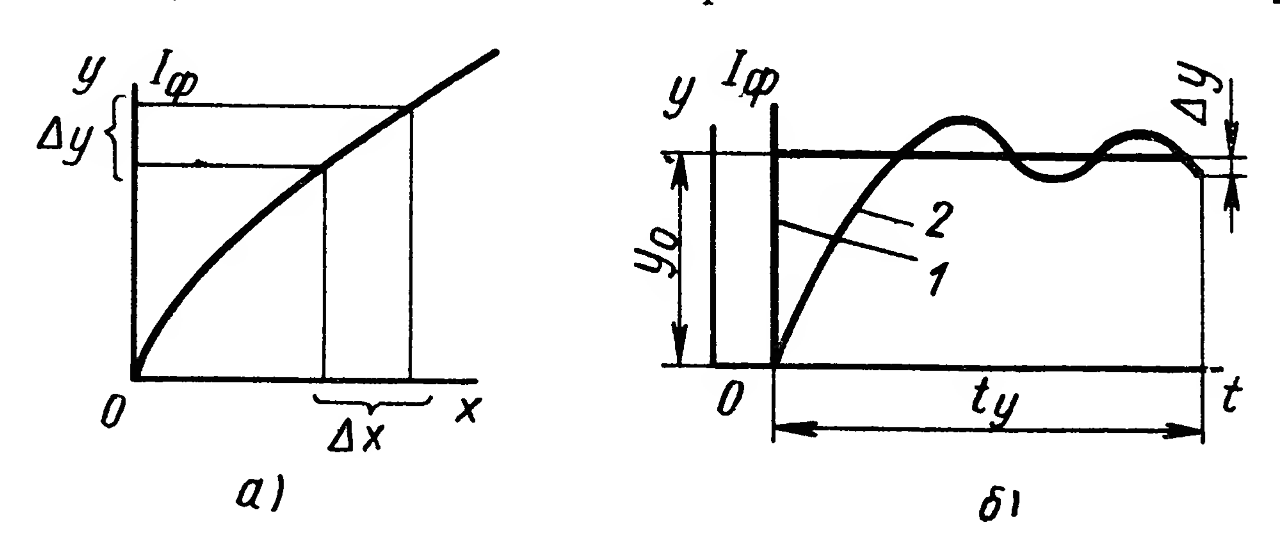


Рис. XVI.67. Характеристики фотоэлектрических преобразователей:

а — статическая; *б* — динамическая

новившемуся значению y_0 с допустимой неточностью Δy. Погрешность фотоэлектрического преобразователя может быть определена по формуле

$$\Delta = \sqrt{\Delta_н^2 + \Delta_t^2 + \Delta_и^2 + \Delta_{сп}^2 + \Delta_ф^2 + \Delta_п^2},$$

где $\Delta_н$ — погрешность настройки;

Δ_t — температурная погрешность, вызванная отклонением температур измеряемой величины, преобразователя и окружающей среды от нормальной;

$\Delta_и$ — инструментальные погрешности преобразователя;

$\Delta_{сп}$ — погрешность от колебания светового потока, вызванного старением источника света, влажностью, запыленностью среды и др.;

$\Delta_ф$ — погрешность от изменения характеристики фотоэлемента с течением времени;

$\Delta_п$ — прочие погрешности.

На рис. XVI.68 показаны чувствительный элемент, принципиальная схема и конструкция фотоэлектрического преобразователя с дискретной характеристикой. Такие преобразователи предназначаются для преобразования линейной величины в определенное число импульсов с помощью ряда фотоэлементов. Этот прибор имеет высокую чувствительность и стабильность статической характеристики благодаря использованию в качестве чувствительного элемента тонкой скрученной металлической ленты. Принцип дей-

ствия прибора основан на зависимости между растяжением скрученной ленты, вызванным изменением линейной величины, и поворотом ее среднего сечения. Если плоскую ленту скручивать от ее середины в направлении стрелки *M*, как это показано на рис. XVI.68, *а*, то она будет укорачиваться в направлении стрелок *N*. Если предварительно закрученную стабилизированную ленту растягивать в направлении стрелок *N'*, то она будет раскручиваться. При этом наибольший угол раскручивания имеет среднее

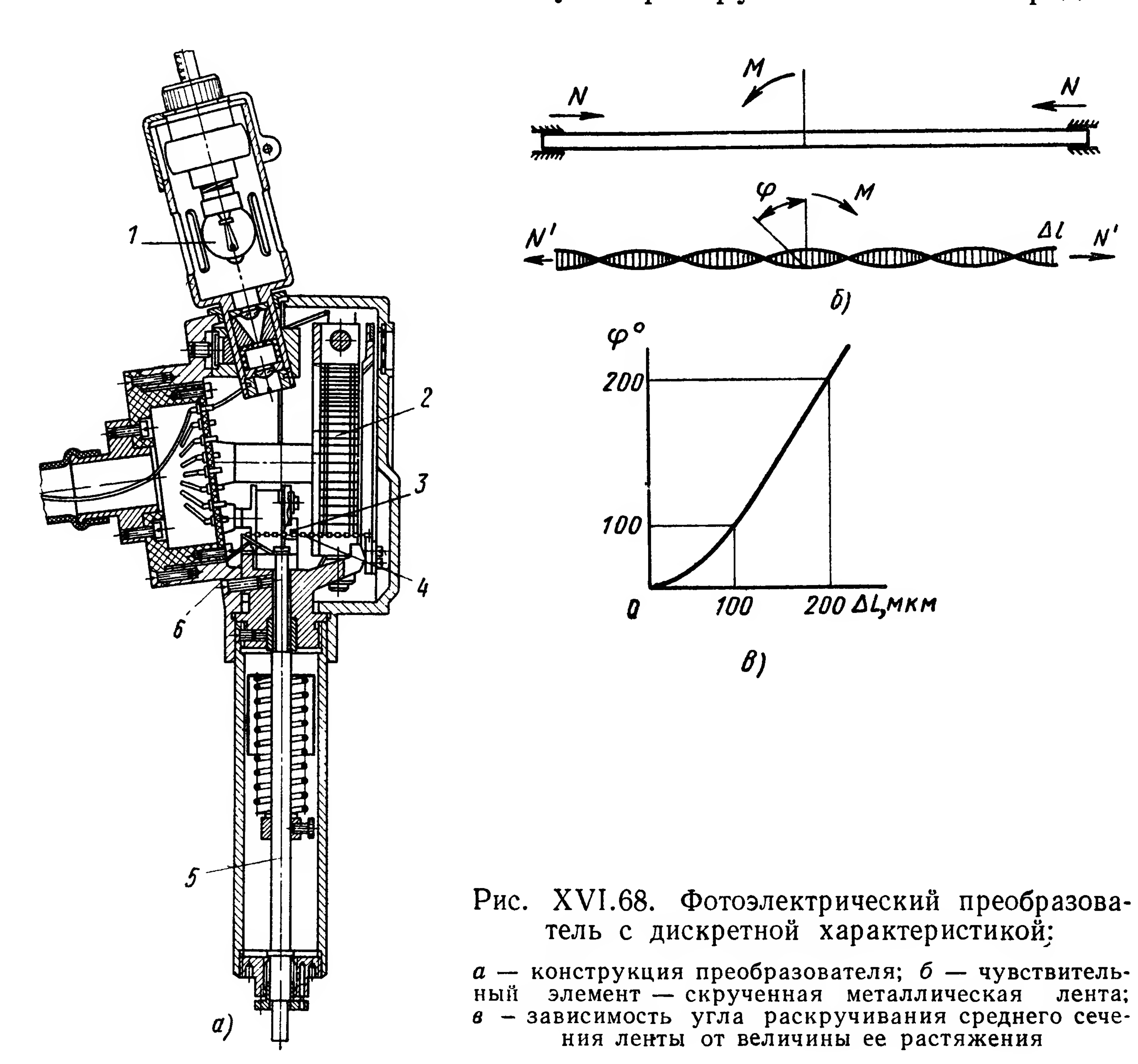


Рис. XVI.68. Фотоэлектрический преобразователь с дискретной характеристикой:

а — конструкция преобразователя; *б* — чувствительный элемент — скрученная металлическая лента; *в* — зависимость угла раскручивания среднего сечения ленты от величины ее растяжения

сечение. На рис. XVI.68, *в* показана зависимость угла раскручивания среднего сечения от величины растяжения ΔL для ленты, изготовленной из бериллиевой бронзы с размерами сечения 0,005 × × 0,12 *мм*. Эта зависимость на участке от 100 до 200 *мкм* практически линейна. Толщина лент, применяемых в рассматриваемых приборах, берется в пределах 0,003—0,008 *мм*, а ширина — 0,15—0,3 *мм*. Наиболее подходящим материалом является бериллиевая бронза. Преобразователь работает следующим образом (рис. XVI.68). Луч света от источника *1*, падает на зеркало *3* и отражается им на блок фотосопротивлений *2*. Подлежащее преобра-

зованию линейное перемещение, вызванное, например, изменением размера детали, воспринимается измерительным штоком 5. Перемещение последнего отклоняет угольник 6, от чего происходит изменение натяжения скрученной металлической ленты 4. Лента раскручивается и отклоняет укрепленное в ее средней части зеркало 3. Вместе с ним поворачивается отраженный луч, скользя по фоторезисторам блока 2. В зависимости от величины перемещения измерительного стержня 5 луч света попадает на тот или иной фоторезистор, резко уменьшая его омическое сопротивление. В результате ток, протекающий через фоторезистор и составляющий обычно

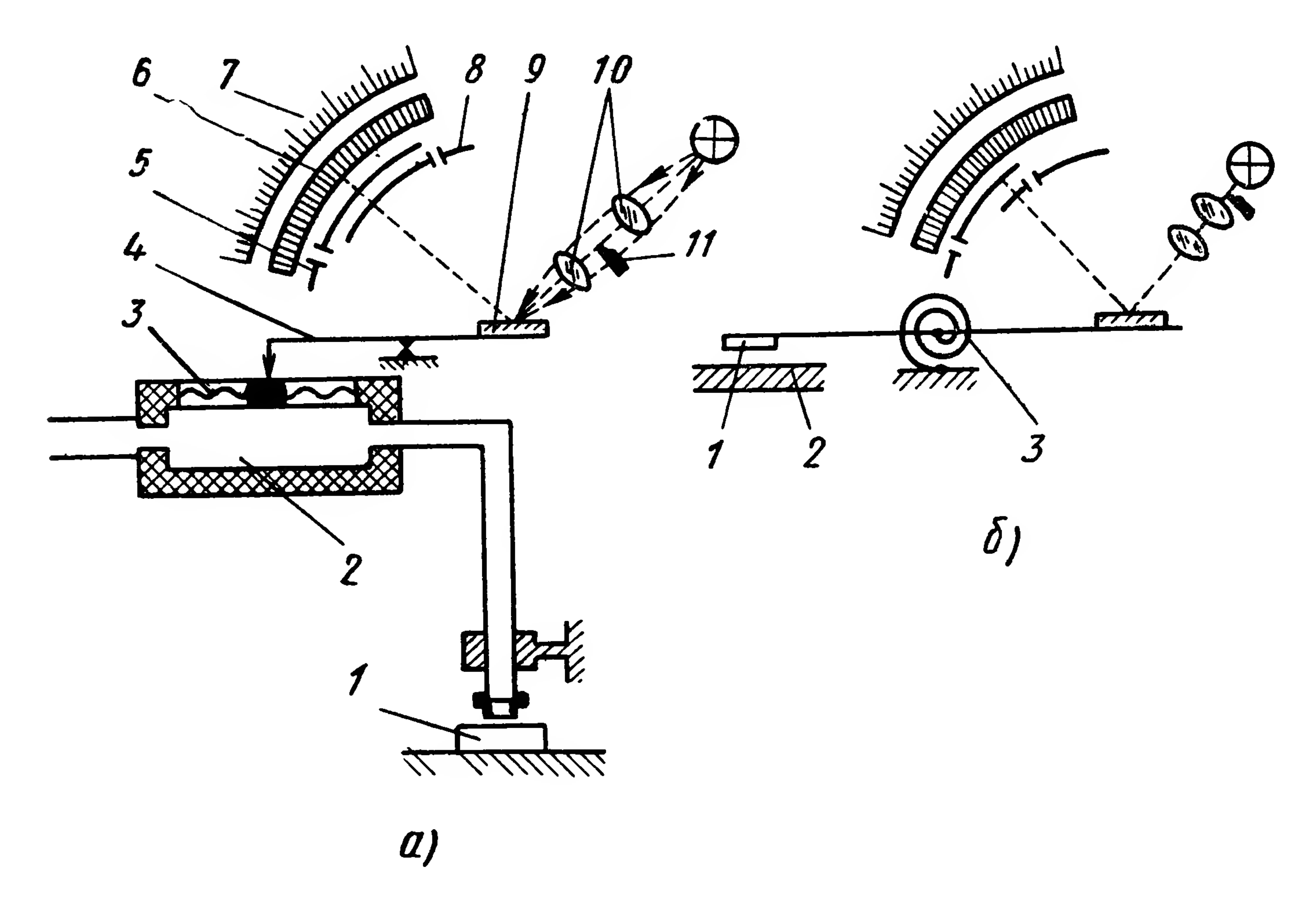


Рис. XVI.69. Принципиальные схемы комбинированных фотоэлектрических преобразователей с набором фотоэлементов:

а — пневмофотоэлектрический; *б* — индуктивно-фотоэлектрический

0,1 ма, возрастает и достигает значения, необходимого для срабатывания высокоомного реле, включенного последовательно с фоторезистором. Получают распространение также комбинированные фотоэлектрические преобразователи с блоками фотоэлементов.

На рис. XVI.69 показана схема пневмофотоэлектрического преобразователя. В зависимости от размера детали *1* изменяется давление в камере *2* манометрического прибора, что приводит к перемещению жесткого центра мембраны *3* и повороту рычага *4* с закрепленным на конце зеркалом *9*. На зеркало при помощи оптической системы *10* проектируется световое пятно, которое после отражения попадает на ряд фоторезисторов *6*. При повороте зеркала смещается относительно фоторезисторов и световое пятно. По положению светового пятна относительно шкалы *7* можно определить численное значение отклонения контролируемой линейной величины. Шторки *5*, *8* и заслонка *11* служат для настройки датчика на предельные значения контролируемого размера. На рис. XVI.69, *б*

показана схема комбинированного преобразователя, в котором поворот рычага с зеркальцем происходит от притяжения намагниченной пластинки *1* рычага деталью *2*, выполненной из ферромагнитного материала. Восстанавливающий момент создается спиральной пружиной *3*.

9. ЭЛЕКТРОННЫЕ, ЭЛЕКТРОННОЛИТИЧЕСКИЕ И БОЛОМЕТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Электронные преобразователи. Принцип действия электронных преобразователей основан на зависимости вольт-амперных характеристик электронных и ионных ламп от взаимного расположения

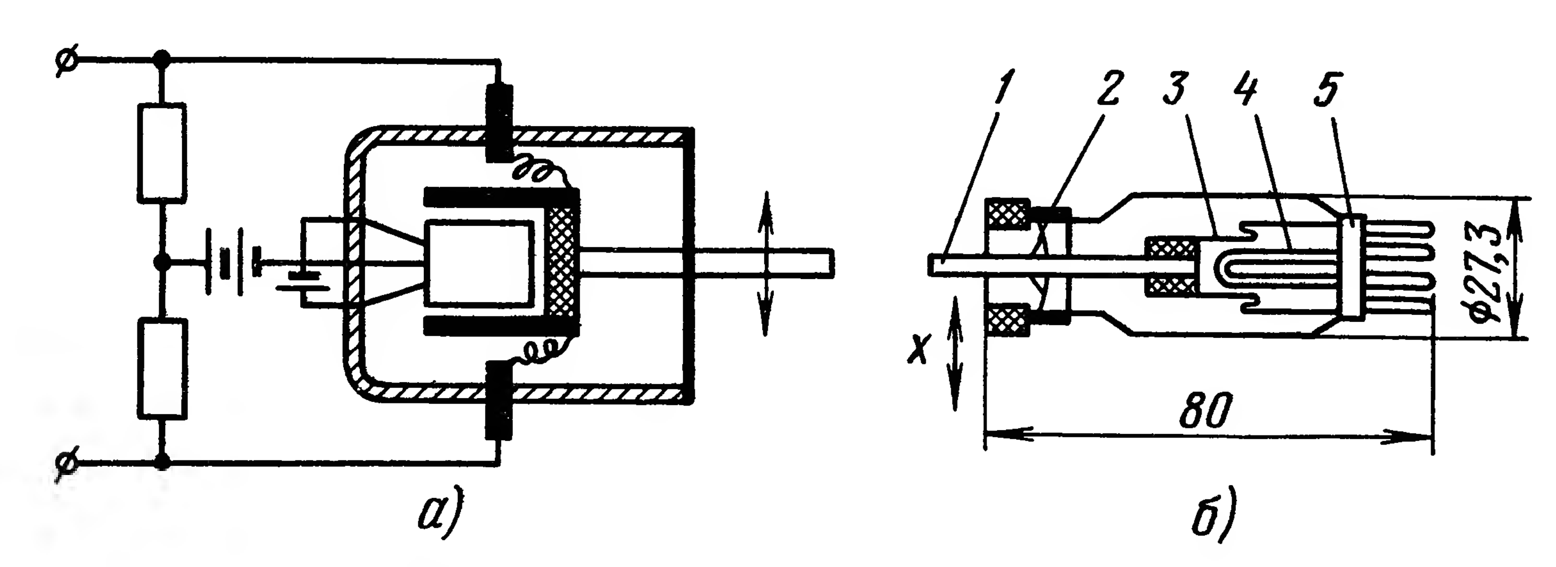


Рис. XVI.70. Схема электронного преобразователя со сдвоенным диодом:

а — измерительная схема; *б* — схема механотрона

(перемещения) их электродов — анода, катода, сетки. Обычно применяют сдвоенные диоды с мостовой измерительной схемой (рис. XVI.70, *а*). Такие преобразователи имеют высокую чувствительность по току. Анодный ток можно подсчитать по формуле

$$I_a = \frac{kSU_a^{\frac{2}{3}}}{l^2}, \qquad \text{(XVI.51)}$$

где $k = 2{,}34 \cdot 10^{-6}$ — постоянный коэффициент;

S — активная поверхность катода в *см*^{2};

U_a — анодное напряжение в *в*;

l — расстояние между электродами в *см*.

Из формулы (XVI.51) можно определить зависимость изменения анодного тока ΔI_a от изменения расстояния между электродами и чувствительность s преобразователя по току:

$$\Delta I_a = -\frac{2kSU_a^{\frac{3}{2}}\Delta l}{l^3},$$

$$s = \frac{\Delta I_a}{\Delta l} = -\frac{2kSU_a^{\frac{3}{2}}}{l^3}.$$

Учитывая формулу (XVI.51) можно получить

$$s=\frac{2I_a}{l}.$$

Диодные преобразователи характеризуются малым внутренним сопротивлением и значительным током при невысоком анодном напряжении и чувствительности по току до 100 *ма/мм*. При перемещении электродов на величину до 10% от начального расстояния между ними, нелинейность тока в мостовой схеме не превышает 1%. На рис. XVI.70, *б* показана схема сдвоенного механотрона 6МХ1С, серийно выпускаемого предприятиями Министерства радиоэлектронной промышленности. В измерительной схеме механотрон 6МХ1С является усилительной лампой, обеспечивающей во многих случаях получение необходимой чувствительности. Подлежащее преобразованию перемещение с помощью поворотного измерительного стержня *1*, закрепленного в мембране *2*, смещает сдвоенные аноды *3* относительно неподвижного катода косвенного канала *4*. Механотрон имеет откальный цоколь *5*. Характеристики механотрона следующие: номинальное напряжение накала — 6,3 *в*, анода — 10 *в*; ток каждого анода — 5—10 *ма*; внутреннее сопротивление не более 1,5 *ком*, чувствительность по току — не менее 30 *мка/мкм*; пределы измерения ±100 *мкм*; вариация показаний не более 0,04 *мкм*; изменение сигнала во времени 0,02 *мкм*; парциальная чувствительность к изменению температуры воздуха — 0,05 *мкм*/°C; долговечность 1000 *ч*; габаритные размеры ⌀27,3 × × 80 *мм*; масса 35 *г*.

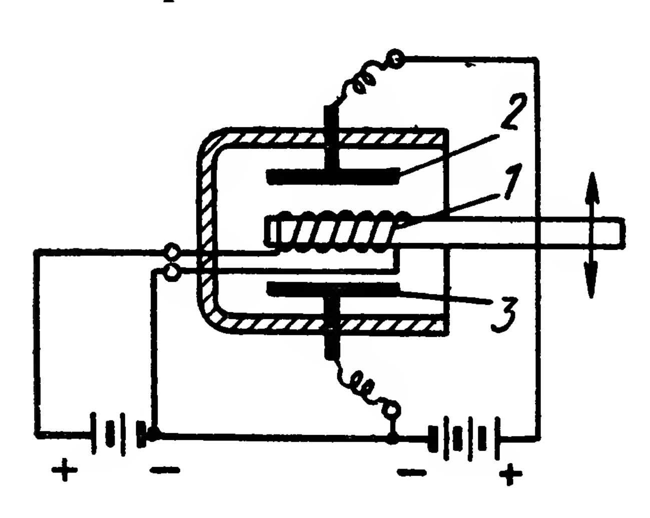


Рис. XVI.71. Схема преобразователя зондового управления

На рис. XVI.71 дана схема преобразователя зондового управления. Тонкий накаленный катод *1* перемещается относительно плоских электродов *2* и *3*. Чувствительность преобразователя определяется по формуле

$$s=\frac{U_a}{l},$$

где U_a — напряжение на аноде в *в*;

l — расстояние между накаленным и холодным катодами в *см*.

Электролитические преобразователи. Принцип действия электролитических преобразователей состоит в изменении электропроводности раствора электролита в зависимости от расстояния между электродами. Для предотвращения электролиза необходимо, чтобы эти преобразователи работали только в цепях переменного тока. Электрическое сопротивление электролита в значительной степени зависит от концентрации раствора. Температурный коэффициент электролитических преобразователей очень велик и при нормаль-

ной температуре достигает для кислот 0,016, для оснований 0,019 и для солей 0,024. На рис. XVI.72 показан дифференциальный электролитический преобразователь. Герметичная камера заполнена электролитом неполностью, и в ней остается воздушный пузырь. В верхней части камеры имеются четыре боковых электрода, изолированных от металлического корпуса *3*. Когда камера располагается в горизонтальном положении (рис. XVI.72, *а*), пузырек расположен посредине и электрическая цепь между боковыми электродами и корпусом разомкнута. При наклоне камеры вправо (рис. XVI.72, *б*) пузырек перемещается влево, и при этом замыкается

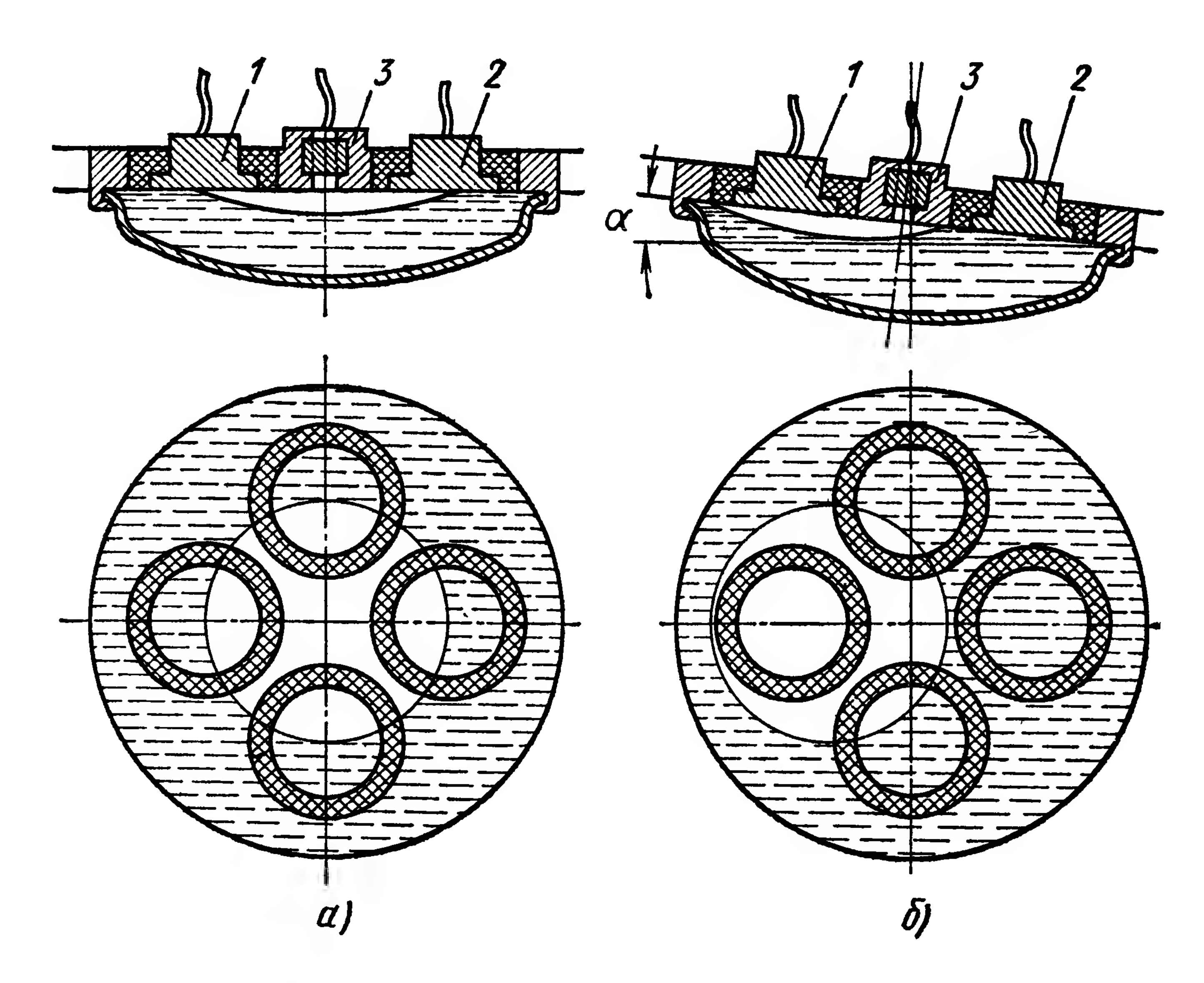


Рис. XVI.72. Электролитический преобразователь:
а — горизонтальное положение; *б* — наклонное положение

электрическая цепь между корпусом *3* и боковым электродом *2*. При наклоне влево замыкается электрическая цепь между корпусом и электродом *1*.

Болометрический преобразователь. Чувствительным элементом болометрического преобразователя (рис. XVI.73) являются резисторы *3*, выполненные в виде спиралей, содержащих по 35 витков никелиновой проволоки диаметром 0,04 *мм*, с большим температурным коэффициентом электрического сопротивления. Спирали расположены на расстоянии 4 *мм* над щелями *1*, прорезанными в камере *11*. Ширина щелей находится в пределах 0,1—0,2 *мм*. Внутри камеры установлена мембрана *12*, которая под действием электромагнита *13*, питаемого переменным током, вибрирует и гонит поток воздуха через щели *1*, охлаждая спирали *3*. Между спиралями и

щелями расположен флажок *2*, смещение которого зависит от измеряемой величины x, воспринимаемой измерительным стержнем *8*. Передача от измерительного стержня к флажку осуществляется с помощью пружины *9* и поворотной рамки *10*, находящейся в поле магнита *4* гальванометра. Флажок изготовляется из дюралюминия и имеет толщину 0,03 *мм*. При перемещении флажка изменяется интенсивность воздушного потока, а следовательно, температура и величина сопротивления спиралей. Температура спиралей при полном перемещении флажка колеблется от 200 до 400° С. Спирали включены в плечи мостовой измерительной схемы и по ним пропускается нагревающий их ток.

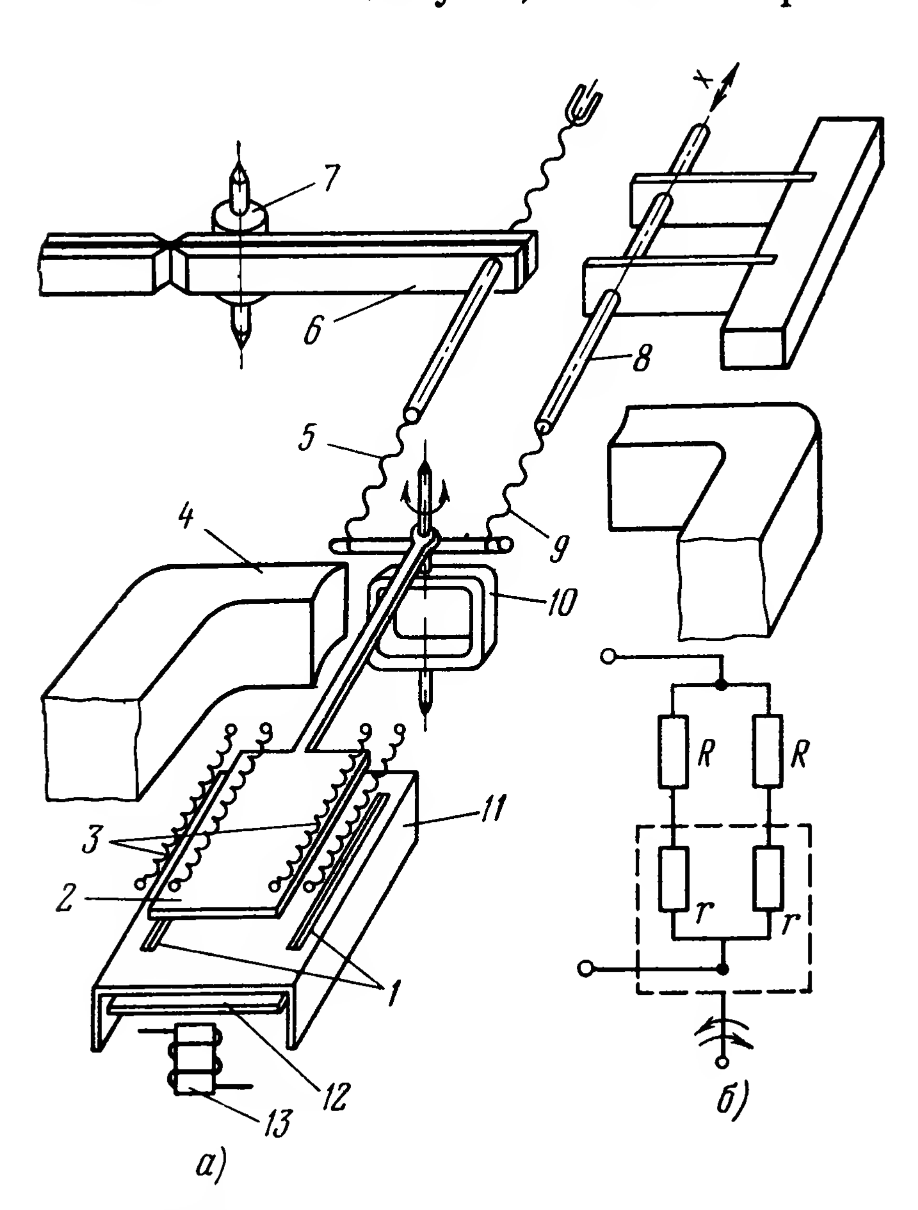


Рис. XVI.73. Конструкция болометрического преобразователя

При расположении флажка *2* в среднем положении спирали имеют одинаковую температуру около 200°, при этом мост сбалансирован. При смещении флажка один из охлаждающих потоков уменьшается, а другой — увеличивается, в результате чего одна из спиралей нагревается (или охлаждается) сильнее, а другая слабее. От этого равенство их сопротивлений нарушается и мост оказывается разбалансированным. Перемещение флажка на 0,03 и 0,05 *мм* достаточно для полного разбалансирования мостовой схемы. Если сопротивление спирали r, а сопротивление исполнительного устройства R, то ток в ветви (рис. XVI.73, *б*)

$$I = \frac{U}{r + R}. \qquad \text{(XVI.52)}$$

При температуре спирали t_1, сопротивлении ее r_1 и коэффициенте теплоотдачи μ_1 имеем

$$\mu_1 p l t_1 = 5{,}24 I_1^2 r_1. \qquad \text{(XVI.53)}$$

Подставляя в формулу (XVI.53) значение I из уравнения (XVI.52) и решая его относительно t_1, получим

$$t_1 = \frac{0{,}24 U^2}{\mu_1 p l} \frac{r_1}{(R + r_1)^2},$$

где p — периметр поперечного сечения спирали;

l — длина спирали.

При перекрытии щели флажком температура спирали изменится и ее величина t_2 будет определяться формулой

$$t_2=\frac{0{,}24U^2}{\mu_2 pl}\,\frac{r_2}{(R+r_2)^2},$$

где μ_2 — коэффициент теплоотдачи спирали при полностью перекрытой щели.

Используя характеристики сопротивлений спиралей $t_1 = f_1(r_1)$; $t_2 = f_2(r_2)$ и зависимость $t = f(r)$, можно определить r_1 и r_2. Приращение тока ΔI в этом случае может быть найдено из выражения

$$\Delta I=\frac{U}{R+r_1}-\frac{U}{R+r_2}=U\frac{r_2-r_1}{(R+r_1)(R+r_2)}.$$

Для получения линейной зависимости между измеряемой величиной и током, флажок и щель иногда делают сложной формы. При использовании болометрических преобразователей в системах регулирования следует учитывать тепловую инерцию спиралей, постоянная времени которых равна примерно 0,2—0,5 *сек*.

Для установки на нуль служит кулачок *7*, при повороте которого отклоняется рычаг *6*, связанный при помощи пружины *5* с поворотной рамкой *10*, на ее оси жестко укреплен флажок *2*.

Точность измерения составляет ± 1 *мкм* при ходе измерительного стержня ± 25 *мкм*. Мощность на выходе моста равна 100 *мвт*.

10. ТЕНЗОПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Тензопреобразователи представляют собой безынерционные устройства и используются для преобразования малых деформаций (порядка сотых и тысячных долей миллиметра) в электрический сигнал. Их элементы изготовляются чаще всего из константановой проволоки диаметром 0,02—0,05 *мм*. Проволоку приклеивают змейкой на полоску тонкой бумаги, на которую сверху наклеивают второй слой бумаги (рис. XVI.74).

Тензоэлемент приклеивают к поверхности деформируемой детали таким образом, чтобы прямолинейные участки проволоки растягивались или сжимались в соответствии с деформацией элемента.

Чувствительность проволочных тензопреобразователей характеризуется безразмерным передаточным коэффициентом, т. е. отношением относительного изменения сопротивления к относительной деформации:

$$k=\frac{\frac{\Delta R}{R}}{\frac{\Delta l}{l}}.$$

Чувствительность константанового преобразователя $k \approx 2$.

Изменение сопротивления тензопреобразователя не превышает долей процента и поэтому необходимы значительное усиление сигнала, тщательная нулевая настройка и хорошая температурная ком-

пенсация. Для усиления пользуются схемами переменного тока, работающими по принципу амплитудной модуляции.

Для изготовления проволочных тензоэлементов в основном применяют медноникелевые сплавы, имеющие чувствительность $k \approx 3$ и значительный температурный коэффициент сопротивления. Сравнительно большое распространение получили также тензоэлементы, выполненные из манганина.

Так как относительное изменение сопротивления тензоэлемента $\frac{\Delta R}{R}$ очень мало (не более 1%), необходимо принимать меры для предотвращения изменения сопротивления тензоэлемента от других причин, кроме измеряемой деформации. Из побочных факторов наибольшее влияние на точность показаний оказывает изменение температуры.

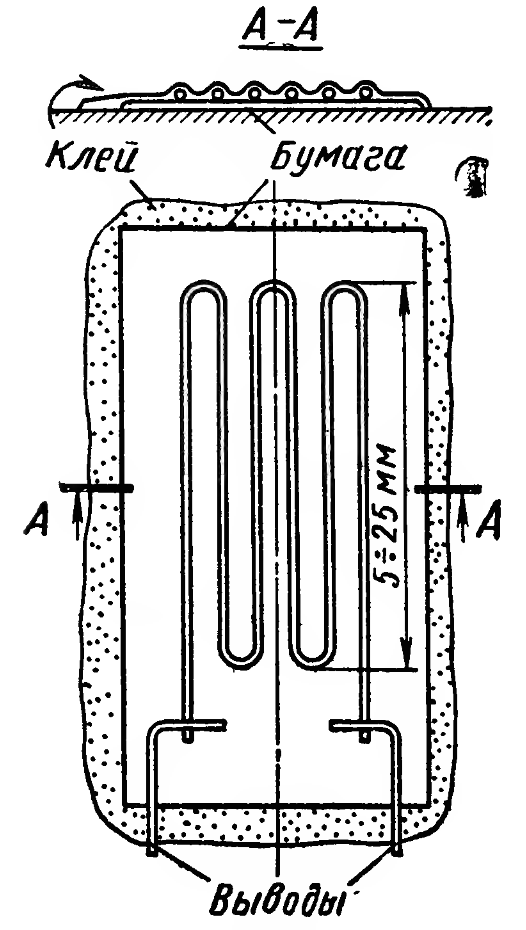


Рис. XVI.74. Проволочный тензопреобразователь

Рассмотрим участок тензоэлемента, имеющий длину l, с температурным коэффициентом сопротивления в недеформированном состоянии α. Относительное изменение сопротивления при повышении температуры на Δt будет

$$\frac{\Delta R}{R} = \alpha \Delta t.$$

При коэффициенте теплового линейного расширения, равном β, относительное удлинение данного участка тензоэлемента при том же повышении температуры

$$\frac{\Delta l}{l} = \beta \Delta t.$$

Если деталь, на которую наклеен проволочный тензоэлемент, имеет коэффициент линейного расширения γ, то ее деформация также вызовет изменение длины тензоэлемента. Тогда

$$\frac{\Delta x}{x} = (\gamma - \beta) \Delta t,$$

где $\frac{\Delta x}{x}$ — относительная температурная деформация тензоэлемента при учете температурной деформации детали.

Температурная деформация, действующая на проводник, вызовет относительное изменение сопротивления, равное

$$\frac{\Delta R}{R} = S \frac{\Delta x}{x} = S (\gamma - \beta) \Delta t.$$

При этом общий температурный коэффициент сопротивления α_1 проволочного тензоэлемента, наклеенного на деталь, изменяется от α до $\alpha + S(\gamma - \beta)$, общее относительное изменение сопротивления

$$\frac{\Delta R}{R} = [\alpha + S(\gamma - \beta)] \Delta t = \alpha_1 \Delta t.$$

Для устранения температурных погрешностей применяются тензопреобразователи, состоящие из двух последовательно соединенных частей, выполненных из металлов, у которых температурные коэффициенты сопротивления имеют различные знаки (например, неотожженные константановая и медная проволоки). В зависимости от характеристик материалов можно подобрать такое соотношение длин проволочек, что их общее сопротивление не будет зависеть от температуры.

При измерениях с помощью тензоэлементов необходимо следить за тем, чтобы ток измерительного сигнала, проходящего через элемент, не достигал такой величины, при которой происходит саморазогрев тензоэлемента, так как из-за этого возникает дополнительная ошибка измерения.

Разработаны полупроводниковые тензоэлементы, которые имеют чувствительность, в 10—100 раз превышающую чувствительность металлических тензоэлементов, и в некоторых случаях могут использоваться в преобразователях, действующих без усилительных схем. Вследствие однозначных температурных зависимостей у таких тензоэлементов их можно использовать в термокомпенсированных преобразователях. Коэффициент тензочувствительности для некоторых полупроводниковых тензоэлементов достигает 200, причем его величина определяется кристаллографической ориентацией изготовленного тензоэлемента. При этом на изменение удельного сопротивления такого тензоэлемента под действием приложенного напряжения влияет тип проводимости (p или n).

Необходимо отметить, что зависимость напряжения от деформации у полупроводниковых тензоэлементов не имеет гистерезиса. Длина таких элементов составляет 12—13 *мм*, ширина 5 *мм* и толщина 0,018 *мм*. Для небольших поперечных сечений элементов допустимы относительные деформации $\frac{\Delta l}{l}$ от $3 \cdot 10^{-3}$ до $6 \cdot 10^{-3}$.

Амплитуда сигнала у полупроводниковых тензоэлементов на один или два порядка выше, чем у металлических тензоэлементов. Полупроводниковые тензоэлементы, как и металлические, могут применяться в приклеенном и в неприклеенном виде, причем их питание может осуществляться постоянным и переменным током.

К факторам, определяющим работу тензопреобразователей, относятся: влияние температуры на сопротивление элемента, влияние температуры на чувствительность тензопреобразователя, уход характеристик, смещение нуля в результате первого механического или температурного воздействия и время службы, определяемое усталостью. Разброс характеристик преобразователей зависит от их предыстории и от большого числа нерегулируемых переменных: химического состава чувствительного элемента, режимов термической и механической обработки и т. д.

Анализ работы тензопреобразователя показывает, что влияние температуры на коэффициент чувствительности сильнее для корот-

ких и слабее для длинных элементов. Поэтому фольга предпочтительнее проволоки, а плоские датчики лучше датчиков с круговой намоткой. Склеивание с термообработкой дает лучшие результаты при стабилизации коэффициента чувствительности, чем использование растворителей, но худшие, чем в случае с керамической связкой.

При длительных механических воздействиях характеристики преобразователей «ползут». Уход характеристик подобно изменению чувствительности также определяется конструктивными и технологическими факторами. Различная термообработка, например при склеивании, дает существенную разницу в характеристиках преобразователя одного типа с одинаковыми компонентами.

При циклических нагрузках наблюдается некоторая закономерность в работе тензопреобразователей. Небольшое число циклов при значительных воздействиях приводит к усталости чувствительного элемента. При небольших нагрузках он выдерживает много циклов и выходит из строя из-за усталости промежуточных слоев между чувствительным элементом и конструкцией.

Первоначальные механические и температурные воздействия необратимо влияют на сопротивление проволоки и приводят к сдвигу нуля характеристик. Нерегулируемыми переменными, в конечном счете определяющими величину сдвига нуля, являются следующие факторы: окисление одной из компонент металлического сплава, из которого изготовлен чувствительный элемент, цикл термической и вид механической обработки как чувствительного элемента, так и склеивающего состава.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Ахметжанов А. А.** Системы передачи угла повышенной точности. М., изд-во «Энергия», 1966, с. 61—101.

2. **Ахметжанов А. А., Лукиных Н. А.** Индукционные редуктосины. М., изд-во «Энергия», 1970, с. 3—20.

3. **Ахметжанов А. А.** Многополюсная синусоидально-распределенная обмотка вращающихся трансформаторов. Авторское свидетельство 163926, кл. 74б 8 от 7/V 1963, «Бюлл. изобр.», 1964, № 13.

4. **Бейзельман Р. Д.** Подшипники качения. М., изд-во «Машиностроение», 1967, с. 273—287.

5. **Браславский Д. А.** Приборы и датчики летательных аппаратов. М., изд-во «Машиностроение», 1970, с. 340—356.

6. **Бруевич Н. В., Брейтман З. М., Резников Ю. М.** Технические измерения в подшипниковой промышленности. М., Изд-во «Машиностроение», 1963, с. 138 — 157.

7. **Бычатин Д. А., Гольдман И. Я.** Поворотный индуктосин. М., изд-во «Энергия», 1969, с. 7—19.

8. **Высоцкий А. В., Курочкин А. П. и др.** Пневматические измерения линейных размеров. М., Машгиз, 1963,

9. **Доброгурский С. О., Казакова В. А., Соломонов Л. А., Титов В. К.** Счетно-решающие устройства. М., Изд-во «Машиностроение», 1966, с. 318—357.

10. **Иосифьян А. Г., Свечарник Д. В.** Сельсины. М., Госэнергоиздат, 1944.

11. **Козлов М. П.** Зубчатые передачи точного приборостроения. М., изд-во «Машиностроение», 1969, с. 54—80, 159—163.

12. **Куцоконь В. А., Шевченко-Грабский И. В.** Расчет статических моментов и мертвых ходов в кинематических цепях точных приборов. М., изд-во «Машиностроение», 1968, 145 с.

13. **Левин И. Я.** Справочник конструктора точных приборов. М., изд-во «Машиностроение», изд. 3, 1967, с. 300—315, 503—512.

14. **Марков Н. Н., Машинистов В. М., Этингоф Н. М.** Электроконтактные датчики для линейных измерений. М., изд-во «Машиностроение», 1969, с. 3—49.

15. **Рашкович М. П., Рашкович П. М., Шкловский Б. И.** Индуктивные преобразователи для автоматизации металлорежущих станков. М., изд-во «Машиностроение» 1969, с. 6—9.

16. **Титов В. К.** Основы автоматического регулирования. Под ред. В. В. Солодовникова, том II, часть I, М., Машгиз, 1959, с. 182—214.

17. **Туричин А. М.** Электрические измерения неэлектрических величин. М., изд-во «Энергия», 1966, с. 25—247.

18. **Чурабо Д. Д.** Детали приборов. М., изд-во «Машиностроение», 1965, с. 394—413.

БИБЛИОГРАФИЯ ПО РАЗДЕЛАМ КНИГИ

Раздел I

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Литература к главам I—XII

1. **Абрамович Г. Н.** Прикладная газовая динамика. Изд. 3-е. М., изд-во «Наука», 1969, 824 с.

2. **Автоматизация** электрических измерений. Сб. статей. Под ред. Кубышкина В. П., Шмакова Н. А., М., Отдел научно-технической информации по приборостроению, средствам автоматизации и системам управления, 1966, 133 с.

3. **Автоматические** измерения комплексных величин переменного тока. Сб. статей. Баку, АЗИНТИ, 1968, 122 с.

4. **Автоматическое** управление и измерительно-информационная техника. Сб. статей. Под ред. Г. Г. Рахимова. Ташкент., изд-во «Фан», 1971, 139 с.

5. **Александров В. С., Прянишников В. А.** Приборы для измерения малых постоянных напряжений и токов. Л., изд-во «Энергия», 1971, 185 с.

6. **Аппаратура** для регистрации и исследования ионизирующих излучений. Справочник. М., Атомиздат, 1965, 430 с.

7. **Арменский Е. В., Рыбин В. М.** Измеритель импульсных пучков заряженных частиц. Труды МИЭМ. Вып. I. М., изд-во «Энергия», 1966, 138 с.

8. **Астафьев Г. П.** Самолетные радиопеленгаторы. Л., ВАУГА, 1966, 47 с.

9. **Бакин С. А., Шустов Л. Н.** Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки. М., изд-во «Советское радио», 1968, 334 с.

10. **Бакулев П. А.** Радиолокация движущихся целей. М., изд-во «Советское радио», 1964, 336 с.

11. **Бакут П. А., Большаков И. А., Герасимов Б. М., Курикша А. А. Репин В. Г., Тартаковский Г. П., Широков В. В.** Вопросы статистической теории радиолокации. Т. II. М., изд-во «Советское радио», 1964, 1080 с.

12. **Балашов А. Н., Урманчеев Л. М., Шорыгин А. П.** О влиянии переменных ускорений на границу раздела ртуть — электролит в узком капилляре. «Электрохимия», Вып. 6, 1969, № 5.

13. **Бартон Д.** Радиолокационные системы. Совр. пер. с англ. Под ред. К. Н. Трофимова, М., Воениздат 1967, 480 с.

14. **Безикович А. Я., Таубе Б. С.,** Приборы сравнения для измерения тока, напряжения и мощности в цепях постоянного и переменного тока звукового диапазона частот. М., изд-во «Машиностроение», 1967, 177 с.

15. **Беляев М. Ф.** Вибрационно-частотные датчики давления. «Приборостроение», 1965, № 10.

16. **Бесекерский В. А., Фабрикант Е. А.** Динамический синтез систем гироскопической стабилизации. Л., изд-во «Судостроение», 1968, 351 с.

17. **Блинова Л. П.** Акустические измерения. М., изд-во стандартов, 1971, 271 с.

18. **Бобнев М. П., Кривицкий Б. Х., Ярлыков М. С.** Комплексные системы радиоавтоматики. М., изд-во «Советское радио», 1968, 232 с.

19. **Боднер В. А.** Авиационные приборы. М., изд-во «Машиностроение», 1969, 467 с.

20. **Бойков Н. А. и др.** Измерения давлений при быстропротекающих процессах. Библиотека по автоматике. Вып. 390. М., изд-во «Энергия», 1970, 64 с.

21. **Боровков В. С., Графов Б. М., Новиков А. А., Новицки М. А., Соколов Л. А.** Электрохимические преобразователи информации. М., изд-во «Наука», 1966, 104 с.

22. **Браславский Д. А., Логунов С. С., Пельпор Д. С.** Авиационные приборы. М., изд-во «Машиностроение», 1965, 740 с.

23. **Бронштейн И. М., Фрайман Б. С.** Вторичная электронная эмиссия. М., изд-во «Наука», 1969, 408 с.

24. **Брюининг Г.** Физика и применение вторичной электронной эмиссии. Пер. с англ. Кульварской Б. С. и Степанова Г. В. Под ред. В. Н. Фаворина. М., изд-во «Советское радио», 1968, 192 с.

25. **Бутусов И. В.** Измерительные информационные системы. Изд. 2-е. Л., изд-во «Недра», 1970, 526 с.

26. **Быстродействующие** электронные компенсационно-мостовые приборы. М., изд-во «Энергия», 1970, 135 с.

27. **Бычков С. И., Лукьянов Д. П.** Космические радиотехнические комплексы. Под ред. С. И. Бычкова. М., Изд-во «Советское радио», 1967, 582 с.

28. **Варакин Л. Е.** Теория сложных сигналов. М., изд-во «Советское радио», 1970, 376 с.

29. **Вартанесян В. А.** Радиопеленгация. М., Воениздат, 1966, 248 с.

30. **Вашны Е. Г.** Динамика измерительных цепей. Пер. с нем. Р. Я. Сыропятовой. Под ред. Р. Р. Харченко. М , изд-во «Энергия», 1969, 287 с.

31. **Верхопятницкий П. Д.** Конструирование судовой автоматики на микромодулях. Л., изд-во «Судостроение», 1971, 328 с.

32. **Верхопятницкий П. Д.** Электрические элементы судовых радиоэлектронных и вычислительных устройств. Л., изд-во «Судостроение», 1967, 347 с.

33. **Викторов В. В.** Высокочастотные резонансные уровнемеры. М., «Приборостроение», 1966, № 6.

34. **Вишин Г. М.** Селекция движущихся целей. М., Воениздат, 1966, 275 с.

35. **Воздушно-космическая** телеметрия. Пер. с англ. Под ред. К. Н. Трофимова, М., Воениздат, 1968, 275 с.

36. **Волгин Л. И.** Линейные электрические преобразователи для измерительных приборов и систем. М., изд-во «Советское радио». 1971, 333 с.

37. **Вопросы** дальнейшего развития электроизмерительной техники (Материалы научно-технической конференции, 1966 г., г. Омск), Л., ВНИИЭП, 1967, 159 с.

38. **Воронков А. И., Мухин Е. В.** Измерительные информационные системы Серия «Радиоэлектроника и связь», № 8, М., изд-во «Знание», 1968, 62 с.

39. **Вострукнутов Н. Г.** Электрические измерения. М., изд-во «Высшая школа», 1966, 271 с.

40. **Гафанович М. Д.** Погрешность расходомеров переменного перепада давлений. В сб. «Методы и приборы для измерения расходов и количеств жидкости, газа и пара». Под ред. П. П. Кремлевского. ЦНИИТЭИ приборостроения. Л., 1967, 372 с.

41. **Гуткин Л. С., Борисов Ю. П.** Радиоуправление реактивными снарядами и космическими аппаратами. Под ред. Л. С. Гуткина. М., изд-во «Советское радио», 1968, 679 с.

42. **Давыдов А. С.** Атомы. Ядра, Частицы. Киев, изд-во «Наукова думка», 1971, 215 с.

43. **Данилин В. П.** Гироскопические приборы. М., изд-во «Высшая школа», 1965, 539 с.

44. **Джемпсон Дж. Э. и др.** Физика и техника инфракрасного излучения. М., изд-во «Советское радио», 1965, 642 с.

45. **Дзыгало В. И.** Магнитоупругий датчик усилий. «Измерительная техника», 1965, № 1.

46. **Дмитриев Ф. С.** Проектирование редукторов точных приборов. Справочное пособие. Л., изд-во «Машиностроение», 1971, 160 с.

47. **Дымова А. И., Биншток В. Б.** Дальность действия РЛС и селекция движущихся объектов. М., ВЗЭИС, 1967, 103 с.

48. **Жерновой А. И., Латышев Г. Д.** Ядерный магнитный резонанс в проточной жидкости. М., Атомиздат, 1964, 253 с.

49. **Зайдель А. Н.** Элементарные оценки ошибок измерений. Л., изд-во «Наука», 1968, 97 с.

50. **Зайденберг Е. Д.** Кибернетика и электроизмерительная техника. М., изд-во «Знание», 1968, 32 с.

51. **Захаров В. К.** Электронные элементы автоматики. Л.,изд-во «Энергия», 1967, 352 с.

52. **Золоторев И. Д.** Нестационарные процессы в резонансных усилителях фазово-импульсных измерительных систем. Отв. ред. К. Б. Карандеев. Новосибирск, «Наука», 1969, 176 с.

53. **Измерение** слабых магнитных и электрических полей в широком частотном диапазоне. Сб. статей. Отв. ред. А. Ф. Котюк, Д. Г. Левченко, Новосибирск, Сибирский государственный НИИМ. Труды. Выпуск 6. 1970, 107 с.

54. **Измерение** характеристик ядерных реакций и пучков частиц. Определение величины Q и сечений ядерных реакций. Измерение интенсивности пучков частиц γ-квантов. Радиоактивные источники. Система транспортировки пучков. Статистические флуктуации в ядерных процессах. Сост. ред. К. Л. Мок, Юан и Ву Цзянь Сюи. Пер. с англ. Под ред. Л. А. Арцимовича. М., изд-во «Мир», 1965, 416 с.

55. **Иконникова С. Н.** Датчики линейных ускорений. (По материалам открытой отечественной и зарубежной печати. Обзоры состояния отдельных вопросов радиоэлектроники). Выпуск 13, М., Министерство радиопромышленности СССР. 1966, 92 с.

56. **Исследование** в области температурных измерений. Сб. статей. Под ред. И. И. Киренкова. М., изд-во стандартов, 1966, 75 с.

57. **Исследования** в области акустических и гидроакустических измерений. Сб. статей. Под ред. А. Н. Голенкова. М., изд-во стандартов, 1966, 55 с.

58. **Исследования** в области магнитных измерений. Сб. статей. Под ред. Е. Т. Чернышева М. — Л., изд-во стандартов, 1968, 121 с.

59. **Исследования** в области оптических и световых измерений. Сб. статей. Под ред. А. И. Картошева. М. — Л., изд-во стандартов, 1970, 176 с.

60. **Исследования** в области тепловых и температурных измерений. Сб. статей. Отв. ред. М. П. Орлова. М., изд-во стандартов, 1967, 139 с.

61. **Исследования** в области электрических измерений. Сб. статей. Под ред. Е. Т. Чернышева. М. — Л., изд-во стандартов, 1968, 213 с.

62. **Исследования** по акустике и радиоэлектронике. Сб. статей. кафедры «Радиоэлектроника». Под ред. Г. В. Абрамова. Куйбышев, Куйбышевский авиационный институт им. С. П. Королева. Труды. Выпуск 44.

63. **Исследования** по теории полей и элементарных частиц. Сб. статей. Отв. ред. О. Х. Отс. Тарту (Труды института физики и астрономии АН Эст. СССР, № 33), 1967, 130 с.

64. **Ищенко Е. Ф., Климков Ю. М.** Оптические квантовые генераторы. М., изд-во «Советское радио», 1968, 470 с.

65. **Казаринов Ю. М., Коломенский Ю. А., Пестов Ю. К., Толоконников С. В., Шломин В. И.** Радиотехнические системы. М., изд-во «Советское радио», 1968, 496 с.

66. **Каипов Д. К.** Резонансное рассеяние гамма-лучей на ядрах. Алма-Ата, изд-во «Наука», 1967, 147 с.

67. **Карабенков И. П., Мартиросян М. А.** «Приборы и техника эксперимента», 1964, № 5, 36 с.

68. **Карамов З. С., Фомин А. Ф.** Элементы и узлы аналоговых радиотелеметрических систем, М. — Л., изд-во «Энергия», 1966, 352 с.

69. **Касимадзе М. С.** Электрическое моделирование электрокинетических преобразователей. «Автометрия», 1968, № 6.

70. **Катыс Г. П.** Автоматический обзор и поиск в оптическом диапазоне. М., изд-во «Наука», 1966, 159 с.

71. **Катыс Г. П.** Автоматическое сканирование. М., изд-во «Машиностроение», 1969, 518 с.

72. **Катыс Г. П.** Информационные роботы и манипуляторы. М., изд-во «Энергия», 1968, 104 с.

73. **Катыс Г. П.** Информационные системы исследовательских аппаратов (По материалам зарубежной печати). М., изд-во «Энергия», 1971, 272 с.

74. **Катыс Г. П.** Информационные сканирующие системы. Под ред. Петрова Б. Н. М., изд-во «Машиностроение», 1965, 448 с.

75. **Катыс Г. П.** Массовые расходомеры. Библиотека по автоматике. Вып. 128. М. — Л., изд-во «Энергия», 1965, 88 с.

76. **Катыс Г. П. и др.** Модуляция и отклонение оптического излучения. М., изд-во «Наука», 1967, 176 с.

77. **Катыс Г. П.** Объемные расходомеры. М. — Л., изд-во «Энергия», 1965, 86 с.

78. **Катыс Г. П.** Системы автоматического контроля полей скоростей и расходов. М., изд-во «Наука», 1965, 464 с.

79. **Клейн П.** Новая допплеровская система «Susan», «Зарубежная радиоэлектроника», № 11, 1967.

80. **Клюев Н. И.** Информационные основы передачи сообщений. М., изд-во «Советское радио», 1966, 360 с.

81. **Кобзев В. В. и др.** Применение оптических квантовых генераторов для целей связи. М., изд-во «Связь», 1965, 120 с.

82. **Кобус А., Тушинский Я.** Датчики Холла и магниторезисторы. Пер. с польск. В. И. Тихонова, К. Б. Македонской. Под ред. О. К. Хомерики. М., изд-во «Энергия», 1971, 352 с.

83. **Ковтуненко Е. Ю.** Разработка методов и средств контроля динамической точности электроконтактных датчиков линейных перемещений. (Диссертация на соискание ученой степени канд. техн. наук). М., МВТУ им. Н. Э. Баумана, 1965, 151 с.

84. **Кожух В. Я.** Автоматическое измерение разности температур. М., изд-во «Энергия», 1969, 87 с.

85. **Кондюкова Е. И., Редькин Б. Е.** Аналого-цифровые преобразователи системы автоматического контроля. М., изд-во «Энергия», 1967, 16—39 с.

86. **Контрольно-измерительная** техника. Сб статей. Отв. ред. А. Я. Шрамков. Вып. 7. Львов, изд. Львовского ун-та, 1969, 147 с.

87. **Контрольно-измерительная** техника. Сб. статей. Отв. ред. А. Я. Шрамков. Вып. 10. Львов, изд. Львовского ун-та, 1971, 111 с.

88. **Коростелев А. А. и др.** Методы измерения координат объекта и обработки радиолокационных сигналов. Л., ЛВИКА им. Можайского, 1968, 241 с.

89. **Космические** траекторные измерения. Радиотехнические методы измерений и математическая обработка данных. Под ред. П. А. Агаджанова. М., изд-во «Советское радио», 1969, 498 с.

90. **Котович А. А.** Измерительные приборы с цифровым отсчетом. М., изд-во «Связь», 1970, 71 с.

91. **Кравцов В. А.** Массы атомов и энергии связи ядер. М., Атомиздат, 1965, 376 с.

92. **Кравцов Н. В., Стрельников Ю. В.** Позиционно-чувствительные датчики оптических следящих систем. М., изд-во «Наука», 1969, 120 с.

93. **Кривоносов А. И.** Термодиоды и термотриоды. М., изд-во «Энергия», 1970, 73 с.

94. **Криксунов Л. З., Усольцев И. Ф.** Инфракрасные системы обнаружения, пеленгации и автоматического сопровождения движущихся объектов. М., изд-во «Советское радио», 1968, 320 с.

95. **Круз П., Макглоулин Л., Макквистан Р.** Основы инфракрасной техники. Пер. с англ. В. Н. Чернышева и А. Г. Шереметьева. М., Воениздат, 1964, 283 с.

96. **Кук Ч., Бернфельд М.** Радиолокационные сигналы. Теория и применение. Пер. с англ. Под ред. В. С. Кельзона. М., изд-во «Советское радио», 1971, 567 с.

97. **Крутовой В. И., Стеценко В. И.** Контроль температуры радиоизотопным методом. «Измерительная техника», 1965, № 8.

98. **Круз П., Макглоулин Л., Макквистан Р.** Основы инфракрасной техники. Пер. с англ. В. Н. Чернышева, А. Г. Шереметьева. М., Воениздат, 1964, 463 с.

99. **Лазарев Л. П.** Оптико-электронные приборы. Сб. статей. Под ред. Л. П. Лазарева. М., Оборонгиз, 1962, 135 с.
100. **Лазерно-акустическая** система обработки сигналов. «Зарубежная радиоэлектроника», 1970, № 5.
101. **Ландъел Б.** Лазеры. Генерация света с помощью вынужденного излучения. Пер. с англ. О. Н. Крохина, Ю. М. Попова. Под ред. Ю. М. Попова. М., изд-во «Мир», 1964, 208 с.
102. **Лезин Ю. С.** Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов. М., изд-во «Советское радио», 1963, 319 с.
103. **Леоненко И. М.** Методы формирования и обработки сложных радиолокационных сигналов. М. Комитет по делам изобретений и открытий при Сов. Мин. СССР. ЦНИИПИ. 1968, 31 с.
104. **Лидоренко Н. С. и др.** Электрохимические датчики для приема акустических сигналов и измерения малых перемещений. «Электротехника», 1965, № 3.
105. **Лернер М. И. и др.** Цифровая индикация. М., изд-во «Энергия», 1970, 104 с.
106. **Мановцев А. П.** Введение в цифровую радиотелеметрию. М., изд-во «Энергия», 1967, 343 с.
107. **Марков Н. Н. и др.** Электроконтактные датчики для линейных измерений. Под ред. Н. Н. Маркова. М., изд-во «Машиностроение», 1969, 244 с.
108. **Маталин Л. А. и др.** Методы регистрации и обработки данных в ядерной физике и технике. Под ред. Л. А. Маталина, М., Атомиздат, 1968, 570 с.
109. **Методы** и аппаратура для регистрации быстропеременных величин. Сб. статей. М., Отд. научно-технической информации по приборостроению, средствам автоматизации и системам управления. 1966, 200 с.
110. **Молодов В. Д.** Корреляционный метод измерения фазового сдвига. В сб. «Контрольно-измерительная техника». Вып. 6. Львов, изд. Львовского ун-та, 1968, 147 с.
111. **Мэзон С., Циммерман Г.** Электронные цепи, сигналы и системы. Перевод с англ. А. А. Соколова и И. В. Соловьева. Под ред. П. А. Ионкина. М., изд-во Иностр. лит., 1963, 619 с.
112. **Методологические** проблемы теории измерений. Сб. статей. Под ред. П. С. Дышлевого. Киев, изд-во «Наукова думка», 1966, 206 с.
113. **Нижний С. М.** Мосты переменного тока. М. — Л., изд-во «Энергия», 1966, 128 с.
114. **Никитин Е. А., Балашова А. А.** Проектирование дифференцирующих и интегрирующих гироскопов и акселерометров. М., изд-во «Машиностроение», 1969, 216 с.
115. **Новицкий П. В.** Основы информационной теории измерительных устройств. Л., изд-во «Энергия», 1968, 248 с.
116. **Новицкий П. В.** Цифровые приборы с частотными датчиками. Л., изд-во «Энергия», 1970, 424 с.
117. **Обухов В. И.** Мостовые схемы в системах автоматики. Минск, изд-во «Наука и техника», 1966, 116 с.
118. **Оптическая** обработка информации. Сб. статей. Под ред. С. П. Ерковича. М., изд-во «Мир», 1966, 379 с.
119. **Остроумов Г. А.** Основы нелинейной акустики. Л., изд. Ленинградского университета, 1967, 132 с.
120. **Павлов В. А.** Теория гироскопии и гироскопических приборов. Л., «Судостроение», 1964, 495 с.
121. **Паперный Е. А., Эйдельштейн И. Л.** Погрешности контактных методов измерения температуры. М. — Л., изд-во «Энергия», 1966, 95 с.
122. **Пельпор Д. С.** Гироскопические системы. ч. II., изд-во «Высшая школа», 1971, 488 с.
123. **Пельпор Д. С.** Теория гироскопических стабилизаторов. М., изд-во «Машиностроение», 1965, 348 с.
124. **Петров А. В.** Определение положения объекта по результатам измерения его координат. Л., ЛВИКА им. Можайского, 1965, 71 с.

125. **Петров Б. Н., Кочубиевский И. Д., Уланов Г. М.** Информационные аспекты управления технологическими процессами. Изд. АН СССР — «Техническая кибернетика», 1967, № 4.
126. **Петровский В. И., Пожидаев О. А.** Локаторы на лазерах. М., Воениздат, 1969, 103 с.
127. **Пикельнер С. Б.** Основы космической электродинамики. М., изд-во «Наука», 1966, 407 с.
128. **Повышение** точности и автоматизации измерительных систем. Сб. статей. Отв. ред. А. Д. Нестеренко. Киев, изд-во «Наукова думка», 1965, 203 с.
129. **Подшипники** с газовой смазкой. Под ред. Н Грэссома, Дж. Пауэлла. Пер. с англ. П. П. Мостовенко. Под ред. С. А. Харламова. М., изд-во «Мир», 1966, 423 с.
130. **Пестряков В. Б.** Фазовые радиотехнические системы (основы статистической теории). М., изд-во «Советское радио», 1968, 466 с.
131. **Полковский И. М., Ткаченко А. Д.** Электроакустические тракты с обратной связью. М., изд-во «Связь», 1969, 224 с.
132. **Полянин О. В., Ушаков Е. В.** Оптико-электронные устройства. М., изд-во «Энергия», 1969, 72 с.
133. **Приборы** для регистрации ядерных излучений и их применение. Под ред. А. Снеллы. Пер. с англ. Под ред. Л. П. Паникова. М., Атомиздат, 1965, 464 с.
134. **Приборы** и методы измерения магнитных полей. Материалы конференции. Отв. ред. В. Г. Волынкин. Фрунзе, изд-во «Илим», 1968, 127 с.
135. **Прикладная** акустика и вибрационная техника. Сб. статей. Отв. ред. В. Н. Михайловский, Киев, изд-во «Наукова думка», 1968, 175 с.
136. **Пятин Ю. М.** Электрические цепи измерительных схем и приборов. Приборостроение и средства автоматики. Под ред. А. Н. Гаврилова. Т. II, кн. 2., М., изд-во «Машиностроение», 1966.
137. **Радиолокационные** устройства. Под ред. В. В. Григорин-Рябова, М., изд-во «Советское радио», 1970, 680 с.
138. **Розоренов А. А.** Диафрагмы в качестве чувствительного элемента акселерометра. «Измерительная техника», 1967, № 8.
139. **Ройтенберг Я. Н.** Гироскопы. М., изд-во «Наука», 1966, 399 с.
140. **Росс М.** Лазерные приемники. Пер. с англ. В. А. Афанасьева, К. Б. Шерстнева. Под ред. А. В. Невского. М., изд-во «Мир», 1969, 520 с.
141. **Свечников С. В.** Оптическая электроника. Киев. Общ. «Знание» УССР, серия 7, № 4, 1969, 62 с.
142. **Свечников С. В.** Элементы оптикоэлектроники. М., изд-во «Советское радио», 1971, 270 с.
143. **Селезнев В. П.** Навигационные устройства. Под ред. В. А. Боднера. М., Оборонгиз, 1961, 615 с.
144. **Селезнев В. П., Кирст М. Л.** Системы навигации космических аппаратов. М., Воениздат, 1965, 208 с.
145. **Серьезнов А. Н., Цапенко М. П.** Методы уменьшения влияния помех в термометрических цепях. М., изд-во «Энергия», 1968, 72 с.
146. **Скугоров В. Н.** Струнные датчики силы и давления. «Приборостроение», 1966, № 1.
147. **Соболев Н. А.** Лазеры и их будущее. М., Атомиздат, 1968, 189 с.
148. **Соболев Н. А.** Фотоэлектронные приборы. М., изд-во «Наука», 1965, 592 с.
149. **Современная** радиолокация. Анализ, расчет и проектирование систем. Сб. статей. Пер. с англ. Под ред. Ю. Б. Кобзева. М., изд-во «Советское радио», 1969, 704 с.
150. **Солодов А. В.** Теория информации и ее применение к задачам автоматического управления и контроля. М., изд-во «Наука», 1967, 432 с.
151. **Сколник М.** Введение в технику радиолокационных систем. М., изд-во «Мир», 1965, 747 с.
152. **Справочник** по основам радиолокационной техники. Под ред. В. В. Дружинина. М., Воениздат, 1967, 767 с.

153. **Стрелков С. П.** Введение в теорию колебаний. М., изд-во «Наука», 1964, 437 с.
154. **Теоретические** основы радиолокации. Под ред. В. Е. Дулевича. М., изд-во «Советское радио», 1964, 501 с.
155. **Теория** и практика устройств для преобразования электроизмерительной информации. Сб. статей. Отв. ред. В. Н. Михайловский, Киев, изд-во «Наукова думка», 1966, 217 с.
156. **Тепляков И. М.** Радиотелеметрия. М., изд-во «Советское радио», 1966, 311 с.
157. **Техника** систем индикации. Пер. с англ. Под ред. А. Н. Шеманина, Н. И. Иванова. М., изд-во «Мир», 1970, 520 с.
158. **Тузов Г. И.** Выделение и обработка информации в допплеровских системах. М., изд-во «Советское радио», 1967, 256 с.
159. **Тун А. Я.** Тахогенераторы для систем управления электроприводом. М. — Л., изд-во «Энергия», 1966, 112 с.
160. **Турыгин И. А.** Прикладная оптика. Т. I и II, М., изд-во «Машиностроение», 1966, 362 с.
161. **Тычино К. К.** Цифровые частотомеры на транзисторах. М., изд-во «Энергия», 1971, 64 с.
162. **Усачев А. П., Шаронов А. В.** Электрические исполнительные элементы. Приборостроение и средства автоматики. Под ред. А. Н. Гаврилова. Т. IV, М., изд-во «Машиностроение», 1966.
163. **Фано Р.** Передача информации. Статистическая теория связи. Пер. с англ. И. А. Овсеевича и М. С. Пинскера. Под ред. Р. Л. Добрушина. М., изд-во «Мир», 1965, 438 с.
164. **Федчин С. С.** Самолетовождение. М., изд-во «Транспорт», 1966, 528 с.
165. **Федякин В. К.** Электромагнитная структура ядер и нуклонов. М., изд-во «Высшая школа», 1967, 175 с.
166. **Финк Л. М.** Теория передачи дискретных сообщений. Изд. 2-е. М., изд-во «Советское радио», 1970, 727 с.
167. **Харвей А. Ф.** Техника сверхвысоких частот. Т. I и II. Пер. с англ. Под ред. В. И. Сушкевича. М., изд-во «Советское радио», 1965, 783 с.
168. **Хекфорд Г.** Инфракрасное излучение. Пер. с англ. В. И. Проскурякова. М. — Л., изд-во «Энергия», 1964, 336 с.
169. **Хомерики О. К.** Применение гальваномагнитных датчиков в устройствах автоматики и измерений. М., изд-во «Энергия», 1971, 112 с.
170. **Цивлин И. П.** Электронный дальномер с двумя интеграторами. М., изд-во «Советское радио», 1964, 190 с.
171. **Цодиков Ю. М.** О повышенной чувствительности струнного акселерометра. «Приборостроение», 1965, № 5.
172. **Чернышев В. Н.** Лазеры в системах связи. М., «Связь», 1966, 320 с.
173. **Чечерников В. И.** Магнитные измерения. Под ред. Е. И. Кондорского. Изд. 2-е М., изд. Московского ун-та, 1969, 387 с.
174. **Шереметьев А. Г.** Статистическая теория лазерной связи. М., изд-во «Связь», 1971, 264 с.
175. **Шопин Л. Н.** Скоростные расходомеры. М., «Приборостроение», 1965, № 10.
176. **Шорыгин А. П., Балашов А. Н.** Характеристики капиллярного ртутно-электролитического преобразователя. «Электрохимия», 1970, № 6.
177. **Шорыгин А. П.** Сравнительные свойства, основные характеристики и области применения электрохимических преобразователей. Доклад на IV конгрессе ИФАК, Варшава, ПНР, 1969.
178. **Шукшулов В. Е.** Корректирующие звенья в устройствах измерения нестационарных температур. М., изд-во «Энергия», 1970, 120 с.
179. **Шукшулов В. Е., Марксон А. В.** Проектирование и исследование датчиков температуры с помощью электронных вычислительных машин. Ростов-на-Дону книжное изд-во 1969, 96 с.
180. **Эмсли Дж., Финей Дж., Сатклир Л.** Спектроскопия ЯМР высокого разрешения. М., изд-во «Мир», 1968, 274 с.

181. **Электроизмерительные** схемы и устройства. Сб. статей. Отв. ред. К. Б. Карандеев, Новосибирск (АН СССР, Сиб. отделение автоматики и электрометрии. Труды. Вып. 10), 1965, 100 с.

182. **Электромагнитные** взаимодействия и структура элементарных частиц. Сб. статей. Пер. с англ. Под ред. А. М. Балдина. М., изд-во «Мир», 1969, 327 с.

183. **Электромагнитные** переходы в ядрах. Сб. статей. Отв. ред. С. В. Стародубцев и Р. Б. Бегжанов. Ташкент, Изд-во «Фан», 1966, 219 с.

184. **Электростатические** приборы. Отв. ред. С. М. Пигин. М., Мин-во приборостроения, средств автоматизации и систем управления. Отд. НТИ по приборостроению, ВНИИ ЭП, 1967, 124 с.

185. **Элементы** и схемы измерительных устройств. Сб. статей. Киев, изд-во «Наукова думка», 1970, 128 с.

186. **Янпольский Ж. А.** Аналоговые тахометрические преобразователи на магнитных элементах. М., изд-во «Энергия», 1967, 96 с.

187. **Ярышев Н. А.** Теоретические основы измерения нестационарных температур. Л., изд-во, «Энергия», 1967, 299 с.

188. **Anderson R. J., Larson C.** Reflective Relay Optics for Use in Laser Deflection System. «Applied Optics», 1971, 10, No. 7, p. 1605—1608.

189. **Anderson L. K., McMurry B. J.** High-speed Photodetectors. «Applied Optics», 1966, 5, No. 10, p. 1573—1588.

191. **Alsan Edward E.** An Electromagnetic-Radiation Survey Meter «CPEM (Conf. Precis. Electromagnet. Measur.) Dig., 1970», No. 4, 1970, p. 33.

192. **Bar-Itzhack X.** Strapdown SAR Gyro in a Back to Back Configuration. «IEEE Trans. Automat. Control». 1969, 14, No. 6, p. 741—745.

193. **Barnard T. W., Fencil C. R.** Digital Laser Ranging and Tracking Using a Compound Axis Servomechanism. «Applied Optics», 1966, 5, No 4. p. 497—507.

194. **Beeken Basil B.** Acoustic Fluidic Sensor. «Instrum. and Contr. Syst.», 1970, 43, No. 2, p. 75—79.

195. **Bewan H.** An Infra-Red Pyrometers for the Measurement of Nylon Threadline Temperatures. «Journal of Scientific Instruments», 1967, 44, No. 12,

196. **Blazey Rechard N., Schneider J. Raymond.** Characteristics of a Hig Response Laser Flowmeter. «Advances Instruments vol. 23. P ; Pittsburgh. Pa 1968 869/1—869/8.

197. **Boller Hans-Walter, Ko Wolfgang.** Mossung der Lagewinkel Bewegter Fahrseuge mit Kreiselgeraten der AEG «HEG-Milt», 1967, 57, No. 2, S. 127—128.

198. **Bowden K. R. R., Johnston J. S.** Novel capacitance levelsensing transducers. «Conf. Industr. Measur Techn. On — Line Computers, London, 1968». London, IEE, 1968, p. 22—29.

199. **Brown R. Lasers.** A Survey of Their Performance and Applications, London, Business Books, 1969, 268 p.

200. **Brugger R. D.** Optical Sensors «Eng. Digest (Can.), 1971, 17. No. 4, p. 31—35.

201. **Bulkley D. D.** Temperature Measurements by Infrared Radiation. «Instruments and Control Systems», 1969, 43, No. 9, p. 91—93.

202. **Chen Fang-Shang.** Modulators for Optical Communisations. «Proceedings of IEEE», 1970, 58, No 10, p. 1440—1457.

203. **1971 IEEE/OSA** Conference on Laser Engineering and Applications. Washington, D. C., June 2—4, 1971. «IEEE J. Quant. Electron.», 1971, 7, No. 6, p. 270—327.

204. **Cooper Basil.** Speed Sensing Can Be Fast and Accurate. «Engineer», 1970, 230, No. 5961, p. 22—25.

205. **Coorsan G.** Aerial Tracking Platforms. «Syst. Design», 1966, 9, No. 6, p. 20.

206. **Ducousset R.** Mesure du Debit-Masse par Organe Deprimogene. «Mesures, Regulation, Automatisme». 1969, 34, No. 11, 12, p. 71—80.

207. **Edwards R. V. Angus J. C., Morrow D. L.** Flow Measurements with Doppler Shifted Laser Lights. «Advances Instruments». Vol. 23. P. 1. Pittsburgh, Pa., 1968, 868/1—868/5.

208. **Einhorn R. N.** Liquid Lasers. Electronic Design, 1967, No. 9.

209. **Ellis B., Walton A. K.** A Bibliography on Optical Modulators. «Infrared Physics», 1971, 11, No. 1, p. 85—97.
210. **Farrow J. B., Ginson A. R.** Influence of the Atmosphere on Optical Systems. «Opt. acta», 1970, 17, No. 5. p. 317—336.
211. **Feidt R., Kopp Ch.,** Obrecht B. Procede de mesure de faibles variations de temperature. «Mesures, Regulation, Automatisme». 1969, 34, No. 11, 12, p. 81—86.
212. **Ferris J. E., Zimmerman W. E.** A Status Report of an Azimuth and Elevation Direction Finder. «IEEE Trans. on Antennas and Propagation», 1969, 17, No. 5, p. 647—649.
213. **Fisher D. W., Leftwich R. F., Yates H. W.** Survey of Infrared Trackers. «Applied Optics», 5, No. 4, p. 507—515.
214. **Flower R. A.** Laser Instruments for Measurements. «Eng. Digest», 1969, 15, No. 8, p. 47—51.
215. **Fowler V. I.** A Survey of Laser Beam Deflection Techniques «Proceedings of the IEEE», No. 10.
216. **Gambling W. A.,** Laybourn P. J. Communicating with Light. «Sci, J.» 1969, 5a, No. 6, p. 40—46.
217. **Goodwick Frank E.** A Review of Operational Laser Communication Systems. «Proceedings of IEEE», 1970, 58, No. 10, p. 1746—1752.
218. **Green R. M., Waksberg Armand.** Lasers in Communications. «Canadian Electronic Engineering», 1969, 13, No. 8, p. 30—33.
219. **Hahn Hans.** Halbleiter — Messfüler in Theoric und Praksis. Teil 3. «Messen und Prüfen», 1970, 6, No. 4, S. 287—294.
220. **Helbig H. S., Malota F.** Satellitenortung mit Laser, «Raumfahrtforschung», 1969, 13, No. 5, S. 228—235.
221. **Helsztynski J.** Modulacja swiatta spojnegro. Warszawa, WNT, 1969. 298 str.
222. **Hyde F. J.** Thermistors. London, Iliffe, 1971, 176 p.
223. **Ито Фумио Дэнси Гидзюцу,** «Electron. Eng.» 1970, 12, Mo. 10, p. 45—51.
224. **Thylin A.** Composite Thermocouple-Resistance Sensors with Linear Output, «Journal of the Scientific Instruments», 1969, 2, No. 12, p. 1069—1072.
225. **Jones P., Mickle E. A., Svetman G. D.** Homing Rader Tracking Accuracy Improvement with Frequency Diversity. «J. Spacecraft and Rockets», 1971, 8, No. 9, p. 983—989.
226. **Kayton Myron.** Drift of Stable Platform Caused by Gyro Rotor Unbalance. «Guidance and control», N. Y. — London, Head Press, 1964, p. 341—358.
227. **Kerr J. R.** The FM Laser and Optical Communication Systems. Applied Optics, 1966, 5, No. 4, p. 671—672.
228. **Kerr J. R., Titterton P. J., Brown C. M.** Atmospheric Distortion of Short Laser Pulses «Applied Optics», 1969, 8, No. 11, p. 2233—2239.
229. **Kerr J. R., Titterton P. J., Kreamer A. R., Cooke C. R.** Atmospheric Optical Communications Systems. «Proceedings of IEEE», 1970, 58, No. 10, p. 1691—1709.
230. **Kiss Z. J.,** Pressley R. J. Crystalline-Solid Lasers. «Applied Optics», 1966, No. 10, p. 1474—1487.
231. **Laybourn P. J.** Photodetectors for Laser Applications. «Opt. and Laser Technol»., 1971, 3, No. 2, p. 76—82.
232. **Linzer Melvin.** The Nuclear Quadropole Resonance Magnetometer: a New Method for the Precision Measurement of the Magnitude and Direction of Magnetic Fields. «J. Res. Nat. Bur., Stand.», 1969, C73, No. 3—4, p. 67—73.
233. **Lucy R. F., Peters C. J., Mogan K. T.** Precision Laser Automatic Tracking System. «Applied Optics», 1966, 5, No. 4, p. 517—525.
234. **Lynnworth L. C.** Sound Ways to Measure Temperature. «Measurements and Control», 1969, 208, No. 5393, p. 277—280.
235. **Lytollis J.** Optical Communication Systems. «Engineering», 1969, 208, No. 5393, p. 277—280.
236. **Macan W. A.,** III. Electrical Sensors of Temperature. «Res/Develop.», 1970, 21, No. 6, p. 22—29.

237. **McIntyre Charles, Peters William N., Chi Changwi, Wischnia Herbert F.** Optical Components and Technology in Laser' Space Communication Systems. «Proceeding of IEEE», 1970, 58, No. 10, p. 1491—1503.

238. **Meyer M.** Ein Flussigkeitsmessgerat fur kleinen Durchfluss und seine Amwendung. Archiv fur technisches Messen und industrielle Messtechnik (ATM), 1970, No. 409, s. 29—32.

239. **Miller S. E., Tillitson L. C.** Optical Transmission Research «Applied Optics», 1966, 5, No. 10, p. 1538—1550.

240. **Millisecond** Response Thermocouples. «Test., Instrum. and Contr.», 1970, 7, No. 3, p. 19—24.

241. **Montgomery W. D.** Periodic Reticke for Optical Classification. «Journal of the Optical Society of America», 1965, 55, No. 9, p. 1082—1085.

242. **Моримура Мисанао** «Син Киндзюко», Newer Metal Ind.», 1970, 15, No. 8, 273—280; No. 9, 303—308; No. 10, p. 333—337.

243. **Moreau R.** Application des lasers a la localisation d'un mobile daus L'espace. «Aeronaut. et. Astronaut.» No. 14, p. 59—64.

244. **Mason Warren P.** Use of Solid-State Acoustic Transducers in Communications. «IEEE Trans. on Audio and Electroacoustic», 1971, 19, No. 1, p. 13—18.

245. **Nathan M, 1.** Semiconductor Lasers. «Applied Optics», 1966, 5, No. 10, p. 1514—1518.

246. **Norris M. O., Strange J. H.** A Nuclear Magnetic Resonance Sample Temperature Controller Using Liquid Nitrogen Injection. «Journal of the Scientific Instruments», 1969, 2, No. 12, p. 1106—1108.

247. **Nutter G. D.** High Precision Automatic Optical Pyrometers. «Instrument and Control System», 1967, 40, No. 5, p. 96—101.

248. **Pi — Fuay Chen, Mcvey E. S.** Some Design Consideration for Digital Position and Velocity Detecting Systems. «IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement», 1969, 18, No. 3, p. 216—221.

249. **Practische** 'watt' en 'var' transducers gebasserd op Hall-effect, «Bedtijf en techn»., 1969, No. 657, S. 2367—2371.

250. **Pratt William K.** Laser Communication Systems S. 1. John Willey and Sons, 1969, 271 p.

251. **Radar Handbook.** Ed. Skolnik M. I. New York, MoGraw-Hill, 1970, 1531 p.

252. **Rihaczek August W.** Principles of Highresolution Radar S.; McGraw-Hill, Book Co., 1969, 492 p.

253. **Simons W. R.** Errors in Rate Gyroscopes and Some Compensation Techniques. «Design Electron», 1966, 3, No. 11 p. 24—25, p. 28—29.

254. **Sinereich Gerd, Schöttie Ullrich.** Dreiachsenstabilisierte Nutzlast. «Dornier-Post», 1970, No. 1—2, S. 43.

255. **Sherman S. M.** Short-Pulse Radars. «Ann. N. Y. Acad. Sci.», 1969, 163, No. 1, p. 199—206.

256. **Swarts Richard, Tiblin B. V.** Gyro Vertical Erecting Means. Pat. USA, No 3371542, 1968, cl. 74—547.

257. **Two New Flowmeters** Have no Moving Parts. «Control Engineering», 1969, 16, No. 12, p. 73—77.

258. **Wakita Hisashi, Yoshikawa Shokichiro, Hayasaka Toshio.** Operational Parameter and Betriebsdämpfung of Electroacoustic Transducers. «Rev. Electr. Comm. Lab.», 1969, 17, No. 10, p. 1123—1132.

259. **Wishner R. P., Bree D. W., Downs H. R. Tse E.** Radar Pulse Scheduling. «Proc. 4th Haw. Int. Conf. System Sci.» Honolulu Haw 1971, North Hollywood Calif., p. 386—388.

260. **Yorke R.** Determination of the Parametrs of an Electrodynamic Transducer. «Radio and Electronic Eng»., 1970, 39, No. 4, p. 217—223.

Раздел II

ПРЕОБРАЗУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Литература к главам XIII—XVI

1. **Абрамов Б. М.** Емкостный датчик. Авторское свидетельство № 117622. Бюллетень изобретений, № 2, 1959.

2. **Автоматизированный** электропривод и преобразовательная, техника. Сб. статей. Отв. ред. З. М. Салихов. Ташкент, изд-во «Фан», 1970, 185 с.

3. **Агейкин Д. И., Костина Е. Н., Кузнецова Н. Н.** Датчики контроля и регулирования. Изд. 2-е. М., изд-во «Машиностроение», 1965, 928 с.

4. **Анисимов В. И., Голубев А. П.** Транзисторные модуляторы. М. — Л., изд-во «Энергия», 1964, 224 с.

5. **Асс Б. А., Жукова Н. М., Антипов Е. Ф.** Детали и узлы авиационных приборов и их расчет. М., изд-во «Машиностроение», 1966, 416 с.

6. **Ахметжанов А. А.** Синхронно-следящие системы повышенной точности. М., Оборонгиз, 1962, 212 с.

7. **Ацюковский В. А.** Емкостные преобразователи перемещений. М. — Л., изд-во «Энергия», 1966, 278 с.

8. **Ацюковский В. А.** Устройство для измерения линейных ускорений. Авторское свидетельство № 113053. Бюллетень изобретений № 5, 1958.

9. **Ацюковский В. А.** Устройство для измерения скоростей и перемещений. Авторское свидетельство № 114083. Бюллетень изобретений № 7, 1958.

10. **Ацюковский В. А.** Цифровая фазовая двухотсчетная следящая система. Авторское свидетельство № 134483. Бюллетень изобретений № 24, 1963.

11. **Баладнов М. А. и др.** Электронные и полупроводниковые устройства систем автоматического управления. Под ред. Е. М. Решетникова М., изд-во «Машиностроение», 1966, 443 с.

12. **Баранов Л. А., и др.** Конденсаторные преобразователи в автоматике и системах управления. М., изд-во «Энергия», 1969, 72 с.

13. **Белевцев А. Т.** Потенциометры. М., изд-во «Машиностроение», 1969, 326 с.

14. **Богданов В. В., Похвалинский С. М.** Магнитоанизотропные датчики давления. М., Труды ЦАГИ. Вып. 1116, 1969, 12 с.

15. **Боднер В. А.** Авиационные приборы. М., изд-во «Машиностроение», 1969, 467 с.

16. **Бойков Н. А. и др.** Измерение давлений при быстропротекающих процессах. М., изд-во «Энергия». 1970, 64 с.

17. **Борзов М. И.** Индуктивные преобразователи угла в код. М., изд-во «Энергия», 1970, 73 с.

18. **Васильев А. М., Ландсман А. П.** Полупроводниковые фотопреобразователи. М., изд-во «Советское радио», 1971, 248 с.

19. **Виноградов Е. И.** Прецизионные интегрирующие электромеханические преобразователи непрерывных величин в дискретные. М., изд-во «Энергия», 1970, 62 с.

20. **Вибрационно-частотные** преобразователи. Под ред. Л. Г. Эткина М., изд-во «Энергия», 1970, 152 с.

21. **Воробьева Т. М., Воротницкий А. Е.** Электромеханические преобразователи. «Преобразователи и регуляторы», серия «Передовой научно-технический и производственный опыт», вып. № 28-63-659/14, ГОСИНТИ, 1963.

22. **Гелиг А. Х.** Стабилизация нелинейных систем с частотно-импульсной модуляцией. «Автоматика и телемеханика», 1967, № 6.

23. **Гелиг А. Х.** Абсолютная устойчивость нелинейных импульсных систем с широтной и временной модуляцией. «Автоматика и телемеханика», 1968, № 7.

24. **Глазовский П. А., Пивен Н. Д.** Электротензометры сопротивления. Библиотека по автоматике. Вып. 115. М., изд-во «Энергия», 1967.

25. **Гомельский Ю. С.** Электрические элементы электрогидравлических устройств автоматики. М., изд-во «Энергия», 1968, 144 с.

26. **Гордон А. В., Славинская А. Г.** Поляризованные электромагниты. М.—Л., изд-во «Энергия», 1964, 120 с.
27. **Гидравлические** и пневматические силовые системы управления. Под ред. Дж. Блэкборна, Г. Ритхофа, Дж. Л. Шерера. Пер. с англ. В. М. Дворецкого и А. М. Плунгяна. Под ред. В. А. Хохлова. М., изд-во иностр. литер. 1962, 614 с.
28. **Гуревич А. Л., Русинов Л. А.** Частотно-импульсное управляющее устройство. «Приборостроение», 1966, № 2.
29. **Гусев Е. Д.** Некоторые вопросы расчета струнных датчиков, «Приборостроение», 1964, № 4.
30. **Дзыгалю В. И.** Магнитоупругий датчик усилий. «Измерительная техника», 1965, № 1.
31. **Дымков В. И.** Об абсолютной устойчивости частотно-импульсной системы. «Автоматика и телемеханика», 1967, № 10.
32. **Дымков В. И.** Периодические режимы в частотно-импульсных системах, «Автоматика и телемеханика», 1967, № 11.
33. **Зайдель И. Н., Куренков Г. И.** Электронно-оптические преобразователи. М., изд-во «Советское радио», 1970, 56 с.
34. **Залесский В. В.** Анализ и синтез пьезоэлектрических преобразователей. Ростов-на-Дону, изд-во Ростовского университета, 1971, 152 с.
35. **Зарипов М. Ф.** Преобразователи с распределенными параметрами для автоматики и информационно-измерительной техники. М., изд-во «Энергия», 1969, 177 с.
36. **Ильинский Н. Ф., Михайлов В. В.** Транзисторно-магнитные преобразователи непрерывного сигнала в последовательность импульсов. Под ред. М. Г. Чиликина. М. — Л., изд. «Энергия», 1966, 168 с.
37. **Исследование** электроизмерительных и магнитоизмерительных устройств. Сб. Отв. ред. А. Д. Нестеренко. Киев, изд-во «Наукова думка», 1967, 186 с.
38. **Еремеев И. С.** Магнитные преобразователи информации. М., изд-во «Энергия», 1967, 71 с.
39. **Казарновский Д. М.** Емкостные преобразователи частоты. Л., изд-во «Энергия», 1968, 108 с.
40. **Козлов Н. П., Крассов И. М.** Электромагнитные пропорциональные управляющие элементы. М. — Л., изд-во «Энергия», 1966, 113 с.
41. **Ковалевская В. В., Машенков В. М.** Энергетические измерительные преобразователи электрических величин. М. — Л., изд-во «Энергия», 1969, 267 с.
42. **Конев Ю. И.** Электронная техника в автоматике. Сб. статей. М., изд-во «Советское радио», 1971, 184 с.
43. **Конструирование** средств автоматизации и систем управления. Сб. статей. Под ред. В. М. Писаренко. Киев, изд-во «Техника», 1970, 120 с.
44. **Кондюкова Е. И., Редькин Б. К.** Аналого-цифровые преобразователи систем автоматического контроля. М., изд-во «Энергия», 1967, 80 с.
45. **Крассов И. М.** Гидравлические элементы в системах управления. М., изд-во «Машиностроение», 1967, 255 с.
46. **Кунцевич В. М., Чеховой Ю. Н.** Устойчивость систем с двойной (частотной и широтной) импульсной модуляцией. «Автоматика и телемеханика», 1967, № 7.
47. **Кунцевич В. М., Чеховой Ю. Н.** Нелинейные системы управления с частотно- и широтно-импульсной модуляцией. Киев, изд-во «Техника», 1970, 339 с.
48. **Кудрявцев В. Б. и др.** Прецизионные преобразователи электрических сигналов и угловых перемещений на принципах квантовой магнитометрии. М., изд-во «Энергия», 1971, 119 с.
49. **Курт С. Лион.** Приборы для научных исследований. Перевод с анг. М., изд-во «Машиностроение», 1964, 276 с.
50. **Козлов Н. П., Крассов И. М., Левин Л. П.** Анализ дифференциальных электромагнитных элементов для систем автоматического управления. «Приборостроение», 1964, № 1.
51. **Ли С. С., Джонс Р. В.** Интегральные системы управления с частотно-импульсной модуляцией. В сб. «Дискретные и самонастраивающиеся системы». Труды II Международного конгресса ИФАК. М., изд-во «Наука», 1965.

52. **Мадельблат М. М.** Реостатные функциональные преобразователи. Киев, изд-во «Техника», 1965, 112 с.

53. **Марков Н. Н., Машинистов В. М., Этингоф М. И.** Электромагнитные датчики для линейных измерений. М., изд-во «Машиностроение», 1969, 244 с.

54. **Махнапов В. Д., Милохин Н. Т.** Устройство частотного и время-импульсного преобразования. М., изд-во «Энергия», 1970, 129 с.

55. **Масларов И.** Двухпозиционный функционально-частотный прибор для автоматического управления. В сб. «Технические средства автоматики». Труды II Международного конгресса ИФАК. М., изд-во «Наука», 1965.

56. **Новицкий П. В.** Проблема создания частотных датчиков для всех электрических и неэлектрических величин. «Измерительная техника», 1961, № 4.

57. **Петренко А. И., Денбновецкий С. В.** Масштабно-временные преобразователи импульсных сигналов. Киев, изд-во «Техника», 1965, 156 с.

58. **Пьезоэлектрические** материалы и преобразователи. Сб. статей, Ростов-на-Дону, изд. Ростовского ун-та, 1969, 174 с.

59. **Преобразовательная** техника. Сб. статей. Книги 1—2, Новосибирск, 1969, кн. 1, 153 с., кн. 2, 154—356 с.

60. **Преобразовательная** техника. Сб. статей. Отв. ред. И. С. Рогачев. Харьков, изд. Харьковского ун-та, 1968, 116 с.

61. **Пульер Ю. М., Колесов Ю. А., Асиновский Э. Н.** Индукционные электромеханические функциональные преобразователи. М., изд-во «Энергия», 1969, 112 с.

62. **Рашкович М. П., Рашкович П. М., Шкловский Б. Н.** Индуктивные преобразователи для автоматизации металлорежущих станков. М., изд-во «Машиностроение», 1969, 150 с.

63. **Ривкин Г. А.** Преобразовательные устройства. М., изд-во «Энергия», 1970, 544 с.

64. **Романов В. А.** Электромагнитные и магнитоэлектрические преобразователи для электрогидравлических систем управления. Известия высших учебных заведений, серия «Приборостроение», 1958, № 5.

65. **Смолов В. Б. и др.** Функциональные преобразователи время-импульсного типа. В сб. статей «Аналоговая и аналого-цифровая вычислительная техника», М., изд-во «Машиностроение», 1965, 467.

66. **Сотсков Б. С.** Основы расчета и проектирования электромеханических элементов автоматических и телемеханических устройств. М. — Л., изд-во «Энергия», 1965, 576 с.

67. **Степаненко И. П.** Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., изд-во «Энергия», 1967, 615 с.

68. **Скугоров В. Н.** Струнные датчики силы и давления. «Приборостроение», 1966, № 1.

69. **Ступель Ф. А.** Электромеханические датчики и преобразователи неэлектрических величин. М., изд-во «Энергия». 1965, 116 с.

70. **Тонкаль В. Е., Мельничук Л. П.** Магнито-полупроводниковые модуляционные преобразователи частоты. Киев, изд-во «Наукова думка», 1970, 192 с.

71. **Туричин А. М.** Электрические измерения неэлектрических величин. М., изд-во «Энергия», 1966, 690 с.

72. **Уайт Д., Вудсон Г.** Электромеханическое преобразование энергии. Пер. с англ. Н. Ф. Ильинского. Под ред. С. В. Страхова. М., изд-во «Энергия», 1964, 528 с.

73. **Универсальные** электронные преобразователи информации. Под ред. Смолова В. Б. Л., изд-во «Машиностроение», 1971, 311 с.

74. **Форейт И.** Емкостные датчики неэлектрических величин. Пер. с чешского В. И. Дмитриева. Библиотека по автоматике. Вып. 213. М., изд-во «Энергия», 1966, 159 с.

75. **Хасаев О. И.** Транзисторные преобразователи напряжения и частоты. М., изд-во «Наука», 1966, 176 с.

76. **Черкашина А. Г.** Элементы автоматики на варикапах. М., изд-во «Энергия», 1968, 81 с.

77. **Чеховой Ю. Н.** Динамика импульсных систем с частотно-импульсной модуляцией. Сб. «Теория автоматического управления». Вып. I. Киев, изд-во «Наукова думка», 1966., 140 с.

78. **Чеховой Ю. Н.** Нелинейный частотно-импульсный регулятор. «Энергетика и электротехническая промышленность», 1967, № 1.

79. **Чеховой Ю. Н.** Абсолютная устойчивость и область асимптотической устойчивости импульсных систем управления с частотно-импульсной модуляцией, «Автоматика и телемеханика», 1968, № 10.

80. **Цикерман Л. Я., Котляр Р. Ю.** Индуктивные преобразователи для автоматизации контроля перемещения. М., изд-во «Машиностроение», 1966, 112 с.

81. **Шхалахов Ю. Ш.** Построение математических моделей с частотно-импульсной входной информацией, преобразуемой в цифровой код. Сб. «Вычислительная техника в управлении». Труды IV Всесоюзной конференции по теории и методам магематического моделирования, Киев, 1964. Отв. ред. Б. Я. Коган. М., изд-во «Наука», 1966, 464 с.

82. **Эйгенброт В. М.** Преобразователи рода энергии сигналов в системах автоматического управления. М., изд-во «Энергия», 1970, 272 с.

83. **Электрические** измерительные преобразователи. Под ред. Р. Р. Харченко. М. — Л., изд-во «Энергия», 1967, 408 с.

84. **Электронные** и электромеханические усгройсгва. Под общей ред. П. В. Голубева. М., изд-во «Энергия», 1969, 480 с.

85. **Электромагнитные** и полупроводниковые устройства преобразовательной техники. Сб. статей. Отв. ред. А. Н. Милях и др. Киев, «Наукова думка», 1966, 232 с.

86. **Якубович В. А.** Об импульсных системах управления с широтной модуляцией. Изд. АН СССР, т. 180, 1968, № 2.

87. **Араи Тасиро Токуока Йосукэ** «Кэйре Каири». J. Instrum. Contr. Assoc., Jap.», 1970, 19, No 3, p. 29—34.

88. **Bartkowiak Zygmunt, Szczegodzindki Henryk.** Pomiar skladowej zmiennej siö lub cisnien za pomoca szujnikow magnetosprezystych. «Miern. dynam. wielk. mech», Warszawa, 1968, str. 211—213 (Dod.), dysk., str. 91—103.

89. **Bîrcă — Gălătefnu Serban.** Noi Tipuri de Modulatore Echilibrate. Telecmunicatü, 1966, 13, No. 9, 399—405, p. 408.

90. **Bloss W.** Electronische Energiewandler. Stuttgart, Wissenschaftliche Verlagsgesellschaft MBH, 1968, 157 S.

91. **Cattermole K. W.** Principle of Pulse Code Modulation. London, Iliffe, 1969, 447 p.

92. **Collard Michel.** Etude d'un amplificateur aperiodique de puissance a modulation de duree d'impulsions. Rev. HF., 1971, 8, No. 5, p. 111—121.

93. **Douriau Marthe.** Panorama des traducteurs de grandeurs physiques en grandeurs electriques. «Usine nouvelle. Ed. suppl». 1968, avril, pp. 258—260, 269—271, 273, 275—276.

94. **Faktor Zdenek.** Teorie magnetostrikcniho menice s magneticky otevrenum obvodem. Slaboproudy obzor, 1969, 30, No. 12, p. 558—563.

95. **Fundamentals** of Control and Measuring Equipment. Inductive Transducers. «Mod. Power and Engng», 1968, 62, No 5, p. 63—65.

96. **Geiger K.** Modulation. Berlin, VEB Verlag Technik, 1968.

97. **Hatshek R.** Mechanisch — elektriche Messwandler. 2. Teil. «Messen und Prüfen», 1970, 6, No 4, S. 299—307.

98. **Hatschek R.** Mechanical — Electrical Transducers. «Instrum. and Contr. Engng», 1968, March, p. 12—21.

99. **Herve M.** Un capteur capacitif a 4 condensateurs rn pont. «Electronique Industrielle», 1970, No. 131, p. 85—91.

100. **Howson D. P.** A Note on the Magnitude of Unwanted Products in the Ring Modulator. «International Journal of Electr.», 1971, 30, No. 6, p. 567—573.

101. **Keen A. W.** Integratable Electronic Realisation of a new Form of Ring Modularor. «Electronic Letters», 1969, 5, No 25, p. 668—669.

102. **Martin F.** Les capteurs inductifs multipolaries. «Electronique Industrielle», 1970, No 131, p. 77—84.

103. **Melony A.** Pressure Transducers, «Instruments and control systems», 43, No 9, p. 28—29.
104. **Mes M. J.** Membraandrukcellen als drukmeter, niveauschakelaar en drukverschilmeter. «Polytech. tijdschr», 1969, P 24, No. 17, S. 603—609.
105. **Peyrache G.** Les composants utilisec comme capteurs. Ind. electron.», 1970, No. 5, p. 22—26.
106. **Pottinger M. G.** Gage Length Effects on Strain Measurements, «Instruments and Control aystems», 43, No. 9, p. 115—116.
107. **Roots W. K.** Capteurs de deplacements et de forces. «Autonatisme», 1969, 14, No. 11, p. 565—573, No, 12, p. 627—629.
108. **Rortum H**. Anwendung thermischer Strahlungsemfanger in der Betriebsmesstechnik. «Messen-Steuern-Regeln», 1970, 13, No. 2, S. 74—77.
109. **Schaevitz** Herman. Linear variable diff. transformer. «Meas. and Datd», 1970, 4, No. 2, p. 120—130.
110. **Scoppe F. E.** Magnetostrictive Torque Transducer. «Instrumentation technology», 1969, 16, No. 10, p. 95—99.
111. **Thomas H.** Uber die Anwendung der Pulsdauermodulation bei der Signalabtastung. «Nachrichtentechnik», 1970, 20, No. 11 S. 411—414.
112. **Yosnida Shoichiro.** Latest Optical Measuring Instruments Electronics Used in Automatic Optical Measurement. «Volt», 1970, Dec., p. 32—35.
113. **Zimmerer R. W.** 6 Ways to Measure Force. «Control Engineering», 1969, 16, No, 12, p. 78—79.

АЛФАВИТНО-ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Д

Е

З

И

К

Л

Р

С

Т

У

Ф

Х

Ц

Ч

Ш

Э

Ю

Я

ТЕХНИЧЕСКАЯ КИБЕРНЕТИКА

УСТРОЙСТВА И ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ И УПРАВЛЕНИЯ

Книга 1

Измерительные устройства, преобразующие элементы и устройства

Редактор издательства *Л. П. Строганов*
Технический редактор *Н. Ф. Дёмкина*
Корректор *Е. В. Сабынич*
Переплет художника *А. Я. Михайлова*

Сдано в набор 9/II 1973 г. Подписано к печати 23/XI 1973 г. Т-15963. Тираж 30 000 экз Печ л 42,5 Уч.-изд. л. 44. Бумага № 3 тип. Формат 60×90$^{1}/_{16}$ Цена 2 р. 89 к. Зак. № 748.

Издательство «МАШИНОСТРОЕНИЕ», 107885, Москва, Б-78, 1-й Басманный пер., 3

Ордена Трудового Красного Знамени Ленинградская типография № 1 «Печатный Двор» имени А. М. Горького Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, Ленинград, Гатчинская ул., 26.

2р. 89к.

«МАШИНОСТРОЕНИЕ»